messen steuern regeln

msr

2

3



VEB Verlag Technik Berlin
EVP: 4,– M
ISSN 0026-0347

2/89



messen ■ steuern ■ regeln

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die Automatisierungstechnik

Herausgeber:

Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der KDT

Zum Titelbild:

Bei der Koordinatentransformation für die Sensordatenverarbeitung in Industrierobotersteuerungen sind mathematische und rechentechnische (Echtzeitverarbeitung!) Probleme zu lösen. Unser Titelbild stellt eine Änderung der programmierten Bewegungsrichtung dar, gerade das Fahren von Ecken und Kreisbögen bringt besondere Anforderungen. Näheres zu dieser aktuellen Thematik vermittelt unser Beitrag auf S. 73.

Titelgrafik: G. SCHWESINGER

2

1989

32. Jahrgang
Februar 1989

ISSN 0026-0347

VEB
VERLAG TECHNIK
BERLIN

D. Bochmann
Prof. E.-G. Woschni — 60 Jahre 50

Aufsätze

D. Bochmann
Alte und neue Wege der kombinatorischen Synthese 51

M. Horn und *W. Richter*
Sind zufällige Fehler doch korrigierbar? 53

M. Krauß und *H. Herold*
Architekturen kapazitiver Sensoren mit Schutzschirmtechnik und zugehörige Sensorelektronik 56

H. Ehrlich und *K. Fiedler*
Logisch-dynamische Systeme zur Struktursteuerung großer Automatisierungssysteme 59

U. Kienitz
Intelligentes Pyrometer 63

M. Peschel, W. Mende, St. Lischke und *F. Breitenecker*
Dynamische Zerlegungen von Modellen — die Rolle einer Referenzdynamik bei der Simulation 67

R. Fehrmann, W. Mutschkin und *R. Neumann*
Entwurf und praktische Erprobung eines digitalen PL-Reglers 70

W. Sandner, U. Sporn und *Ch. Högner*
Probleme der Koordinatentransformation für die Sensordatenverarbeitung in Industrierobotersteuerungen 73

Kurzbeiträge **79**

Fortsetzungsreihen **80**

Tagungen und Kolloquien **83**

Messen und Ausstellungen **84**

Persönliches **85**

Dissertationen **87**

Buchbesprechungen **89**

Neue Bücher aus der UdSSR **96**

Vorschau und Kurzinformation **3. US**

Prof. E.-G. Woschni — 60 Jahre

Am 18. Februar 1989 begeht Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. EUGEN-GEORG WOSCHNI, Korrespondierendes Mitglied der Akademie der Wissenschaften der DDR und Ordentliches Mitglied der Sächsischen Akademie der Wissenschaften, seinen 60. Geburtstag. Aus diesem Anlaß ehren wir einen Wissenschaftler, der seit Jahrzehnten am Profil der Elektrotechnik/Elektronik in der DDR mitarbeitete und außerordentlichen Einfluß auf die Entwicklung dieser Disziplin an der Technischen Hochschule bzw. Universität Karl-Marx-Stadt nahm.

Nachdem er 1946 unmittelbar nach Ablegen des Abiturs seine Tätigkeit als Neulehrer begonnen hatte, bereitete er sich auf das Studium an der damaligen Technischen Hochschule Dresden vor. Von 1947 bis 1951 studierte er bei Prof. HEINRICH BARKHAUSEN Schwachstromtechnik und konnte schon 1953 nach zweijähriger Assistententätigkeit bei Prof. HANS FRÜHAUF zum Thema „Mitnahmeerscheinungen bei FM-Sendern in Impedanzröhren" mit magna cum laude zum Dr.-Ing. promovieren. Am 1. Juli 1955 wurde er mit der Wahrnehmung einer Professur mit Lehrauftrag an der damaligen Hochschule für Maschinenbau Karl-Marx-Stadt beauftragt. Deren Rektor, Prof. AUGUST SCHLÄFER, vertraute ihm die Leitung des Instituts für Elektrotechnik an, das zur Keimzelle aller Institutionen der heutigen Fakultät für Elektroingenieurwesen wurde.

Nachdem er sich an der TH Dresden zum Thema „Die quasistationären und dynamischen Verzerrungen frequenzmodulierter Schwingungen in Vierpolen, insbesondere in den Siebmitteln von FM-Empfängern und -Sendern, unter Berücksichtigung der Röhreneigenschaften" habilitiert hatte, wurde er 1956 mit 27 Jahren zum jüngsten Professor mit Lehrauftrag der DDR berufen. 1959 erfolgte die Höherberufung zum Professor mit vollem Lehrauftrag und schließlich 1961 zum Professor mit Lehrstuhl.

Bis zu diesem Zeitpunkt hatte E.-G. WOSCHNI schon eine ungewöhnlich umfangreiche Arbeit als Hochschullehrer und Wissenschaftsorganisator geleistet. Seit 1956 entstanden unter seiner aktiven Mitwirkung und Leitung Vorlesungen und Praktika zu Grundlagen der Elektrotechnik, zur Meßtechnik und Regelungstechnik, insbesondere das profilbestimmende Praktikum „Elektrische Messung mechanischer Größen".

Von 1959 bis 1965 war er gleichzeitig Prorektor für Forschungsangelegenheiten und Stellvertreter des Rektors. In zahlreichen Publikationen legte er die Ergebnisse seiner Arbeit nieder, wobei seine Lehr- und Arbeitsbücher zur Informationstechnik wegen ihrer hervorragenden Methodik besonders zu nennen sind. Seine Arbeiten zur Frequenzmodulation, zur Meßdynamik und zu Möglichkeiten der informationstheoretischen Optimierung fanden hohe Anerkennung. Als Herausgeber zahlreicher Bücher und Buchreihen erwarb er sich Verdienste bei der Förderung von Autoren. Eine ganz besondere Verpflichtung war ihm die Pflege des wissenschaftlichen Erbes von H. BARKHAUSEN, dessen „Lehrbuch der Elektronenröhren" er viele Jahre herausgeberisch betreute.

In den Jahren vor der internationalen Anerkennung der DDR waren seine Gastvortragsreisen in viele Länder die Grundlage für den Aufbau wissenschaftlicher Kontakte. Mit hohem Anspruch, politischem Verantwortungsbewußtsein und persönlichem Einsatz repräsentierte er die Wissenschaft unseres jungen Staates. Gleichzeitig sorgte er sich um die Entwicklung von jungen Wissenschaftlern und deren fundierte Ausbildung. Zu seinen hervorragendsten Schülern zählen Prof. MANFRED KRAUSS, Rektor der Technischen Universität Karl-Marx-Stadt, und Prof. ROLAND WÄCHTER, Direktor der Sektion Automatisierungstechnik an der TU Karl-Marx-Stadt, der sein erster Promovend war. Inzwischen ist die Zahl derer, die ihn dankbar ihren Doktorvater nennen oder deren Entwicklungsgang er maßgeblich beeinflußt hat, nicht mehr überschaubar.

Prof. WOSCHNI wurde 1965 Dekan der neugegründeten Fakultät für Elektrotechnik und Direktor des Instituts für Informationsverarbeitung und Rechenelektronik, aus dem 1968 (gemeinsam mit dem Institut für Elektrische und Mechanische Feinwerktechnik) die Sektion Informationsverarbeitung (ab 1970 Informationstechnik) entstand. Bis 1978 war er Sektionsdirektor und schuf die Grundlagen für die erfolgreiche Arbeit der Sektion auf den Gebieten der Mikrorechentechnik, des Schaltkreisentwurfs, der Meß- und Prüftechnik, der Daten- und der Bildkommunikation. Für seine Leistungen wurde er schon 1962 als Verdienter Techniker des Volkes, 1970 mit der Verdienstmedaille der DDR und 1974 im Kollektiv mit dem Vaterländischen Verdienstorden in Gold geehrt. Er wurde 1980 als Verdienter Hochschullehrer der DDR ausgezeichnet. Die Technische Universität Dresden verlieh ihm 1981 anläßlich des 100. Geburtstages von H. BARKHAUSEN den Titel Dr.-Ing. E. h. 1973 wurde er zum Korrespondierenden Akademiemitglied gewählt. Vielfältig sind seine Aktivitäten in zentralen Gremien. Seit Gründung der Gesellschaft für Meßtechnik und Automatisierung (1965), der heutigen WGMA, ist er Vorstandsmitglied und erhielt 1969 die Silberne Ehrennadel der KDT. 1966 wurde er zum außerordentlichen, 1969 zum ordentlichen Mitglied des Forschungsrates berufen und leitete dort eine Vielzahl problemorientierter Arbeitsgruppen. Als Leiter der Gruppe 2 des Forschungsrates wurde er 1974 auch in dessen Vorstand berufen. Eine besondere Bedeutung hat seine langjährige Tätigkeit im Wissenschaftlichen Beirat Elektroingenieurwesen des Ministeriums für Hoch- und Fachschulwesen. An der von ihm maßgeblich mit profilierten Bildungsstätte ist er als langjähriges Mitglied des Senats und des Gesellschaftlichen Rates weiterhin aktiv.

Prof. WOSCHNI war auf dem Gebiet des Elektroingenieurwesens einer der ersten DDR-Wissenschaftler, die Kontakte zu internationalen Hochschulen, Akademien und wissenschaftlichen Einrichtungen schufen. Seit vielen Jahren ist er als Vertreter der DDR im TC 1 der IMEKO (Internationale Meßtechnische Konföderation) tätig.

Seine Schüler, Kollegen und Studenten ehren in Prof. WOSCHNI einen Gelehrten, der ein Stück DDR-Geschichte mitgeschrieben hat. Sie danken ihm für sein Verständnis für ihre Probleme und Sorgen, und sie bewundern seine nie versiegende Produktivität und Arbeitsfreude. Sie wünschen ihm für die Zukunft viel Glück, Gesundheit und Schaffenskraft.

D. BOCHMANN

Die Redaktion msr schließt sich den guten Wünschen an. Wir hoffen, daß unser verehrter Autor, Prof. WOSCHNI, *auch künftig unsere Zeitschrift als Heimstatt für seine Publikationen empfindet.*

D. Bochmann

Alte und neue Wege der kombinatorischen Synthese[1)]

0. Einleitung

Mit der breiten Einführung der Mikrorechentechnik traten die Methoden der algorithmischen Synthese von Digitalschaltungen vorübergehend etwas in den Hintergrund. Ursachen waren einerseits ihr beachtlicher rechentechnischer Aufwand, zum anderen die dagegen fast trivial wirkende Möglichkeit des Speicherns und Lesens von Funktionstabellen. Spätestens seit dem Aufschwung der kundenspezifischen Schaltkreistechnik, die viele, schnelle, sichere und aufwandsoptimale Lösungen erfordert, gab es ein Rückbesinnen auf vorhandene und auch z. T. eine Orientierung auf neue Algorithmen, wobei nur rechentechnisch effektive Wege praktisch interessieren.

1. Technische Realisierung kombinatorischer Aufgabenstellungen

Zur technischen Realisierung einer kombinatorischen Aufgabenstellung sind im wesentlichen 4 Möglichkeiten bedeutungsvoll:

1. Speicherung der Funktionswerte $f_i(x)$ nach vorheriger Berechnung, so daß die x-Werte die Rolle einer Adresse spielen und die Stellen der Wertetabelle lesen lassen
2. Überdeckungsmethoden auf der Grundlage der Primimplikantentheorie, die primär zu zweistufigen Schaltungen aus Bauelementen wie UND, ODER, NAND, NOR und sekundär z. B. zu PLA-Strukturen (programmable logic array) führen
3. Dekompositionsmethoden, die algorithmisch kompliziert sind, so daß z. T. schon jahrzehntelang bekannte Wege erst jetzt rechentechnisch beherrscht werden können
4. Softwarelösungen, in denen Boolesche Ausdrücke programmtechnisch (nach entsprechender Aufbereitung) abgearbeitet werden und zu deren Unterstützung z. T. Spezialprozessoren existieren.

Eine Reihe von praktisch bedeutungsvollen Schaltungsstrukturen wird jedoch auch von diesen Wegen nicht zufriedenstellend erfaßt („Kontakt"-schaltungen mit Brückenzweigen, die Transfer-gate-Charakter haben; homogene Schaltungsstrukturen aus universellen Elementen; zweistufige Strukturen mit UND-ANTIVALENZ-Struktur u. a.). Gerade die zuletzt genannten Wege können aber dadurch bedeutende Vorteile bringen, daß mit ihnen in günstig gelagerten Fällen gute Lösungen möglich sind bzw. eine besonders günstige Anpassung an technologische Gegebenheiten erfolgen kann. Während die unter 1., 2. und 4. genannten Methoden prinzipiell stets zu einer Lösung führen, erfordern Spezialstrukturen und Dekompositionsmethoden [1] und [2] eine zu realisierende Funktion, die der gewünschten Zielstruktur entgegenkommt, also gewisse Funktionseigenschaften aufweist.

Seit langem [3] ist bekannt, daß sich UND-ANTIVALENZ-Strukturen (Bild 1) besonders gut für prüfgünstige Schaltungen eignen. Sie spielen in rückgekoppelten Schieberegistern für Generatoren, Signaturanalysatoren, Kodewandler usw. eine Rolle. Nur ihr aufwandsoptimaler Entwurf (näherungsweise minimaler Gesamtaufwand für Entwurfstätigkeit und -ergebnis) bereitet Probleme, da die Überdeckungsmethoden versagen. Dies ist in folgenden Aussagen begründet:

— Die Disjunktion gewisser Teilausdrücke (z. B. Primimplikanten) ist schon dann gleich 1, wenn einer der Ausdrücke gleich 1 ist, jeder Teilausdruck kann höchstens noch Eins-Belegungen hinzufügen.
— Die Antivalenz gewisser Teilausdrücke ist gleich 1, wenn für die betreffende x-Belegung eine ungerade Zahl der Ausdrücke gleich 1 ist, so daß ein neuer Teilausdruck auch schon vorhandene Einsen wieder auslöschen kann. Das macht die Arbeit unübersichtlich und führt zum Verzicht auf algorithmische Lösungen oder zu theoretisch und numerisch unangemessen aufwendigen Vorgehensweisen.

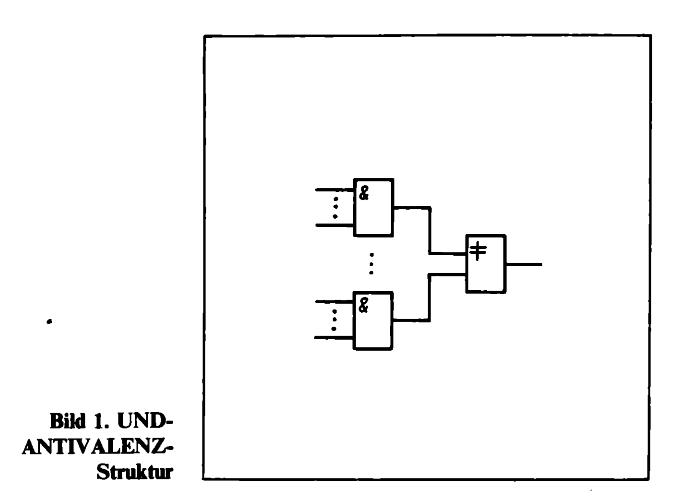


Bild 1. UND-ANTIVALENZ-Struktur

2. Shegalkin-Transformation und Algorithmensystem XBOOLE

Hier soll ein Weg skizziert werden, der auf der Grundlage der Shegalkin-Transformation [4] und des Algorithmensystems XBOOLE [5] zu einer effektiven Methode führt. Die Shegalkin-Transformation ist zwar in ihrer umfassenden Form [6] und [7] theoretisch anspruchsvoll, kann aber praktisch sehr leicht ausgeführt werden. Das System XBOOLE steht für Nachnutzer auf 8-, 16- und 32-bit-Rechnern zur Verfügung.

Eine **Antivalenz-Form** (AF) ist eine binäre Funktion der Gestalt

$$f(x) = \sum_{(i)} k_i , \tag{1}$$

wobei die k_i Konjunktionen darstellen, also z. B.

$$f = a \nsim \bar{b}c \nsim \bar{a}\, d\bar{c} . \tag{2}$$

Sind in den Konjunktionen keine negierten Variablen enthalten, so heißt die AF **Shegalkin-Polynom.** Gilt für alle $i \neq j$, daß

$$k_i \wedge k_j = 0 \tag{3}$$

[1)] Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. E.-G. Woschni zum 60. Geburtstag gewidmet.

Prof. Dr. sc. techn. Dieter Bochmann (50) studierte an der TU Dresden Fernmeldetechnik. Danach Aspirantur am MEIS in Moskau. Dort 1968 Promotion A. 1970 Berufung zum Dozenten an der TH Karl-Marx-Stadt. 1975 Promotion B an der TH Ilmenau. 1978 Berufung zum o. Professor an der TH Karl-Marx-Stadt. Seit 1972 Wissenschaftsbereichsleiter an der Sektion Informationstechnik der TH bzw. TU Karl-Marx-Stadt.

a	b	c	d	e	
1	–	–	–	–	*AF, nicht orthogonalisiert*
–	0	1	–	–	
0	–	–	1	0	
1	1	–	–	–	*AF/DF, orthogonal*
1	0	0	–	–	
0	0	1	0	–	
0	0	1	1	1	
0	1	–	1	0	
0	0	0	1	0	
1	1	–	–	–	*DF, nicht orthogonal*
1	–	0	–	–	*(Ergebnis der Minimierung für eine UND-ODER-Struktur)*
–	1	–	1	0	
–	–	0	1	0	
0	0	1	0	–	
0	0	1	–	1	

Bild 2.
Ternärvektorliste nach Konvertierung auf orthogonale Form

a	b	c	d	e	
1	1	0	0	0	*AF, nicht orthogonal (nach Ausführung der she-Transformation)*
1	–	–	0	0	
–	–	1	–	0	
–	–	1	1	1	
–	1	0	1	–	
–	–	–	1	–	
–	0	0	1	–	*AF/DF, orthogonal (nach Orthogonalisierung und Blockbildung)*
0	–	1	0	0	
1	0	0	0	0	

Bild 3.
Verkürzte Ternärvektorliste nach Anwendung der Shegalkin-Transformation, Verkürzung und orthogonaler Blockbildung

ist, so heißt die AF **orthogonalisiert,** und es gilt

$$\sum_{(i)} k_i = \bigvee_{(i)} k_i \,, \tag{4}$$

d. h., mit den gleichen Konjunktionen kann die Funktion wahlweise als Antivalenz- oder **disjunktive Form** (DF) interpretiert werden. Zur rechnerinternen Verarbeitung werden im System XBOOLE alle Funktionen auf diese orthogonale Form konvertiert und als Ternärvektorlisten (TVL) dargestellt (Bild 2). Die Shegalkin-Transformation ordnet jeder Funktion $f(\boldsymbol{x})$ eine Transformierte $g(\boldsymbol{x})$ zu, wobei die exakte Formulierung der Transformationsvorschrift auf dem Booleschen Differentialkalkül beruht. Hier soll statt dessen ein numerisch orientierter Algorithmus vorgestellt werden.

Algorithmus she

1. Die zu transformierende Funktion wird als TVL in der Form AF/DF orthogonal dargestellt.
2. In der TVL wird an die Stelle jeder 0 das Symbol —, an die Stelle jedes Striches eine 0 geschrieben, Einsen bleiben unverändert.
3. Das Ergebnis stellt die Transformierte in nichtorthogonaler AF dar und muß i. allg. wieder orthogonalisiert werden.

Die Voraussetzung nach 1. ist innerhalb des Systems XBOOLE stets gegeben. Der Schritt 2. wird durch eine einzige Operation (CEL, change elements) mit linearer Komplexität erfaßt. Die Orthogonalisierung einer AF ist dagegen eine der rechenintensivsten Operationen und erfordert hohe Effizienz der Ausführung (Operation ORTH). Die dabei entstehende TVL kann u. U. noch eine Verkürzung durch orthogonale Blockbildung (OBB) erfahren (Bild 3). Das gesamte Transformationsprogramm in XBOOLE lautet:

$$g = \mathrm{CEL}(f, 0 \rightarrow -, 1 \rightarrow 1, - \rightarrow 0, \mathrm{AF})$$
$$g = \mathrm{ORTH}(g)$$
$$g = \mathrm{OBB}(g)\,.$$

Für die Shegalkin-Transformation gelten u. a. die Eigenschaften

$$\mathrm{she}\,(\mathrm{she}(f)) = f$$
$$\mathrm{she}(f_1 \nsim f_2) = \mathrm{she}(f_1) \nsim \mathrm{she}(f_2)\,.$$

Die Rücktransformation erfolgt also mit dem gleichen Algorithmus, und wegen der Linearität können auch Zerlegungen der Funktion vorgenommen werden. Da durch die orthogonale Blockbildung nach der Transformation eine (näherungsweise) minimale Zeilenzahl erreicht ist, ergibt die Rücktransformation ohne weitere Optimierungsschritte eine minimale AF und damit auch die gesuchte UND-ANTIVALENZ-Schaltung. Zu dem obigen Programm ist nur noch die Zeile

$$g = \mathrm{CEL}(g, 0 \rightarrow -, 1 \rightarrow 1, - \rightarrow 0, \mathrm{AF})$$

hinzuzufügen.
Weitere, hier nicht darzustellende Verbesserungen des Algorithmus sind durch Negation von Eingangsvariablen und durch die Nutzung statischer Nebenbedingungen möglich.

Schlußbemerkung

Der vorgestellte Algorithmus, der von größter äußerer Einfachheit ist und gute Ergebnisse liefert, setzt die Existenz einer leistungsfähigen Arithmetik der Booleschen Algebren, wie sie mit dem System XBOOLE (aber auch schon mit früheren Systemen, wie BOOLE2 u. a.) vorliegt, voraus und erschließt der algorithmischen Schaltungsoptimierung eine weitere Schaltungsklasse.

Literatur

[1] BÖHLAU, P.: Eine Dekompositionsstrategie für den Logikentwurf auf der Basis funktionstypischer Eigenschaften. Dissertation A, TU Karl-Marx-Stadt 1988.

[2] FEHMEL, J.: Automatisierter Entwurf von kombinatorischen Schaltungen mit dekompositorischen Methoden. Dissertation A, TU Karl-Marx-Stadt 1988.

[3] COHN, M.: Inconsistent Canonical Forms of Switching Functions. Trans. IRE EC-11 (1962) 2, pp. 284—285.

[4] BOCHMANN, D.; POSTHOFF, CH.: Binäre dynamische Systeme. Berlin: Akademie-Verlag 1981. München/Wien: R. Oldenbourg Verlag 1981. Moskau: Energoatomisdat 1986.

[5] STEINBACH, B.; LE TRUNG QUOC: Tools für den Logikentwurf. Wiss. Schriftenreihe der TU Karl-Marx-Stadt 9/1988.

[6] BARTHEL, R.: Grundlagen einer Booleschen Signaltheorie. Wiss. Schriftenreihe der TH Karl-Marx-Stadt 13/1984.

[7] BARTHEL, R.; BOCHMANN, D.: Beiträge zur Booleschen Signaltheorie. Wiss. Schriftenreihe der TH Karl-Marx-Stadt 11/1985.

msr 9001

M. Horn, W. Richter

Sind zufällige Fehler doch korrigierbar?[1)]

0. Einleitung

Die in der Überschrift formulierte Frage klingt laienhaft, sind doch Generationen von Ingenieuren mit dem Lehrsatz gut ausgekommen, daß zufällige Fehler eben gerade nicht korrigierbar sind. Dieser Lehrsatz ist nicht irgendein Glaubensbekenntnis, sondern stützt sich bekanntermaßen auf strenge und bewiesene Aussagen der Statistik und Wahrscheinlichkeitsrechnung. Zur Erinnerung: Zufällige Fehler sind Abweichungen des Meßwertes vom „richtigen" Wert, die nach Größe und Vorzeichen schwanken und nur in ihrer Gesamtheit durch definierte Kennwerte oder deren Schätzungen beschrieben werden können.

Über das Auftreten eines diskreten Fehlerwertes liefert die Statistik nur Wahrscheinlichkeitsaussagen. Eine Vorhersage des einzelnen Fehlerwertes ist demnach nicht möglich, sondern nur die eines zu erwartenden mittleren Fehlerbetrages. Zur erfolgreichen Korrektur eines Fehlers ist es aber notwendig, für den Fehler der nächsten Messungen eine Vorhersage treffen zu können. Der Fehler muß also noch einige Zeit nach seiner Bestimmung einen zumindest annähernd gleichen Wert haben, damit korrigierend eingegriffen werden kann! Auch selbstkalibrierende Meßsysteme kommen an dieser Tatsache nicht vorbei.

Andererseits ist es allgemein anerkannte Lehrmeinung, daß konstante und zeitlich langsam verlaufende (Drift-)Fehler, wenn sie mit geeigneten Mitteln erfaßt werden, durchaus korrigierbar sind.

Aber auch hier sind Zweifel angezeigt: Bei genauer Betrachtung ist die Kenntnis über die konstanten und Driftfehler auch nicht sonderlich groß, denn kein konstanter Fehler bleibt beliebig lange konstant, und auch Größe und Richtung von Driftfehlern können sich mit der Zeit ändern.

Im Sinne einer Plausibilitätserklärung sei daran erinnert, daß ein stochastischer Prozeß mit endlicher Grenzfrequenz, durch ein beliebig schmales Zeitfenster betrachtet, letztlich als konstant erscheint.

Schließlich ließe sich postulieren, daß moderne Meßgeräte aus einer Vielzahl von Bauelementen bestehen, deren Einflußmöglichkeiten auf den Meßwert durch eine noch größere Zahl von Eigenschaften und Störungswirkungen bestimmt werden, so daß nach dem zentralen Grenzwertsatz der Statistik ein zufälliger Verlauf auch für die „konstanten" und die Driftfehler zu erwarten ist. In der modernen Literatur finden sich allerdings Ansätze für eine differenziertere Betrachtungsweise. In [1] und [2] werden z. B. Driftfehler teilweise zu den zufälligen Fehlern hinzugerechnet.

Aus den vorgetragenen Überlegungen resultiert dann auch die Titelfrage. Offensichtlich gibt es zufällige Fehler, die doch korrigierbar sind, weil aufgrund ihrer langsamen zeitlichen Änderungen über begrenzte Zeiten eine relativ sichere Vorhersage über ihren zukünftigen Verlauf getroffen werden kann. Damit verknüpft ist zwangsläufig auch die Frage nach Grenzen zwischen korrigierbaren und nicht korrigierbaren, zwischen vorhersagbaren und nicht vorhersagbaren, ihrer Natur nach zufälligen Fehlern.

Eine solche Grenze läßt sich markieren, wenn neben der Beachtung statistischer Gesetzmäßigkeiten die zentrale Bedeutung der Grenzfrequenzen für die Meßtechnik [3] und [4] auch auf den Bereich extrem niedriger Frequenzen ausgedehnt wird.

1. Berechnung des größten wahrscheinlichen Fehleranstieges

Zufällige Fehler sind dadurch gekennzeichnet, daß nur eine Wahrscheinlichkeitsaussage über ihre Größe getroffen werden kann, d. h., daß eine Wahrscheinlichkeit P' dafür existiert, daß der Betrag des Fehlers e_i eine vorgegebene Grenze ε' nicht überschreitet:

$$P' = P'(|e_i| < \varepsilon') \,. \tag{1}$$

Über den Verlauf des Fehlers vom Zeitpunkt t_i zum nächsten Zeitpunkt t_j ist damit nichts ausgesagt. Bei a priori voneinander unabhängigen Fehlern ist jeder beliebige Übergang möglich. Für die folgenden Betrachtungen tragfähiger ist die zu Gleichung (1) äquivalente Aussage, daß eine Wahrscheinlichkeit P dafür existiert, daß der Betrag der Differenz zweier Fehler e_i und e_j eine vorgegebene Grenze ε nicht überschreitet, d. h.

$$P = P(|e_i - e_j| < \varepsilon) \,. \tag{2}$$

Bei Fehlern mit voneinander unabhängigen Ursachen ist die Verteilungsdichte w für den „Übergang" vom Fehler e_i zum Fehler e_j dem Produkt der Verteilungsdichten der Einzelfehler proportional:

$$w(e_i \leftrightarrow e_j) = N \cdot w(e_i) \cdot w(e_j) \,, \tag{3}$$

wobei N lediglich eine Konstante zur Normierung ist. Die Verteilungsdichte für einen Übergang vom Betrag Δe, d. h. für eine Änderung des Fehlers um Δe ist demzufolge

$$w[e_i \leftrightarrow (e_i + \Delta e)] = N \cdot w(e_i) \cdot w(e_i + \Delta e) \,. \tag{4}$$

(4) gilt für alle e_i. Zur Berechnung der Verteilungsdichte in Abhängigkeit von Δe muß über alle e_i integriert werden.

Als Verteilungsdichte $w(\Delta e)$ erhält man damit

$$w(\Delta e) = N \int_{-\infty}^{+\infty} w(e_i)\, w(e_i + \Delta e)\, \mathrm{d}e_i \,. \tag{5}$$

Die Normierungskonstante N ist so zu bestimmen, daß

$$W = N \int_{-\infty}^{+\infty} w(\Delta e)\, \mathrm{d}\, \Delta e = 1 \tag{6}$$

wird.

(5) und (6) sind unabhängig von der Art der Verteilungsdichte.

Für den Spezialfall normalverteilter Fehler mit dem Mittelwert Null, der Streuung σ und der Verteilungsdichte

$$w(e_i) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{e_i^2}{2\sigma^2}\right) \tag{7}$$

ergibt sich aus (5)

$$w(\Delta e) = \frac{N}{2\pi\sigma^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{e_i^2 + (e_i + \Delta e)^2}{2\sigma^2}\right) \mathrm{d}e_i = \tag{8}$$

$$= \frac{N}{\sigma \sqrt{2}\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\Delta e^2}{2 \cdot 2\sigma^2}\right). \tag{9}$$

[1)] Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. E.-G. Woschni zum 60. Geburtstag gewidmet.

Dr.-Ing. Michael Horn (41) erlernte den Beruf eines Schaltanlagenmonteurs. Von 1966 bis 1971 Physikstudium, Vertiefungsrichtung Festkörperphysik an der KMU Leipzig. Danach Entwicklungsingenieur im VEB Chemieanlagenbau Leipzig-Grimma. Postgradualstudium chemische Verfahrenstechnik 1973. 1982 Promotion A (Automatisierungstechnik) an der HU Berlin. Seit 1986 im Industrie-Hochschul-Komplex, Bereich Sensortechnik, der TH Leipzig, Sektion Automatisierungsanlagen.

Prof. Dr. sc. techn. Werner Richter (57) studierte von 1952 bis 1958 Luftfahrttechnik in Rostock und Dresden und war anschließend auf den Gebieten der Geräteentwicklung und der Fernwirktechnik tätig. 1968 Promotion A (Gleichlaufprobleme der großformatigen Bildtelegrafie). 1969 Berufung zum Dozenten für Prozeßmeßtechnik an die TU Dresden. 1973 Promotion B (Frequenzanaloge Meßsysteme). 1974 Berufung zum o. Professor für Meßtechnik an die IHS Leipzig (seit 1977 TH Leipzig). Seit 1975 Direktor der Sektion Automatisierungsanlagen dieser Hochschule. Seit 1982 Vorsitzender der WGMA.

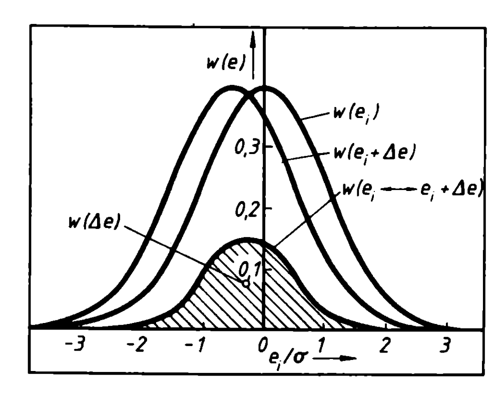


Bild 1.
Berechnung eines Wertes der Verteilungsdichte $w(\Delta e)$ für einen Übergang vom Betrag Δe (schraffierte Fläche)

Die Verteilungsdichte $w(\Delta e)$ ist also wieder normalverteilt mit der Streuung $\sigma\sqrt{2}$ und $N = 1$. Für $P = P'$ gilt $\varepsilon = \sqrt{2} \cdot \varepsilon'$. Bild 1 zeigt die Verteilungsdichte des Überganges $e_i \leftrightarrow e_i + \Delta e$ für normalverteilte Fehler. Die Verteilungsdichte wird punktweise aus dem Produkt der um Δe verschobenen Verteilungsfunktionen zusammengesetzt. Der Wert der Dichte $w(\Delta e)$ der Randverteilung $W(\Delta e)$ für den vorgegebenen Wert Δe entspricht der schraffierten Fläche.

Unter Beachtung von (2) existiert also bei zufälligen Fehlern eine Wahrscheinlichkeit P dafür, daß der Betrag der Änderung des Fehlers Δe die Grenze ε nicht überschreitet:

$$P = P(|\Delta e| < \varepsilon)\,. \tag{10}$$

Diese Aussage ist äquivalent zu (1). Mit der gleichen Wahrscheinlichkeit, mit der der Fehler e_i beispielsweise die 2σ-Grenze nicht überschreitet, wird bei normalverteilten Fehlern die Änderung Δe des Fehlers nicht größer als $2\sqrt{2} \cdot \sigma$.

Damit läßt sich mit der gleichen Berechtigung, mit der üblicherweise eine Fehlergrenze definiert wird, auch eine (wahrscheinliche) obere Grenze für die Differenz zweier aufeinanderfolgender Fehler angeben.

Die bis hierher angestellten Betrachtungen gelten für zufällige und voneinander unabhängig ablaufende, zufällige Fehler hervorrufende Elementarvorgänge, die als zufällige Schwankungen der Meßgröße aufgefaßt werden können. Dabei wurde vorausgesetzt, daß die Wirkung der Elementarvorgänge mit der idealen Übertragungsfunktion $G(p) = 1$ auf den Meßwertausgang übertragen und dort beobachtet wird.

Der Übergang vom Fehler e_i zum Fehler e_j erfolgt zwischen den Zeiten t_i und t_j, wobei diese zunächst frei wählbar sind mit $t_j > t_i$. Weil dabei t_j auch beliebig dicht an t_i liegen kann, erfolgt der Übergang vom Meßwert $y(t_i)$ zum Wert $y(t_j)$ beliebig schnell.

Real erfolgt die Übertragung der Schwankungen der Meßgröße auf den Meßwertausgang jedoch immer mit einer endlichen oberen Grenzfrequenz f_g. Für den Übergang zwischen den Fehlerwerten ist damit nach dem Abtasttheorem mindestens die Einschwingzeit

$$t_e > \frac{1}{2f_g} \tag{11}$$

erforderlich.

Diese Einschwingzeit entsteht bei der Übertragung von Sprungfunktionen durch den endlichen Anstieg des Integralsinus [3] und [4].

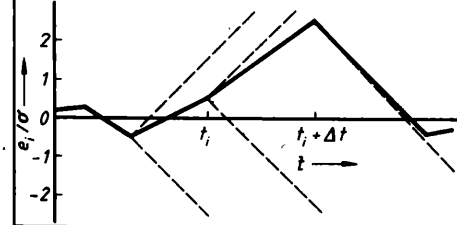
Durch die Grenzfrequenz wird die Verteilungsdichte $w(\Delta e)$ zwar deformiert, an der Existenz einer oberen Grenze für Δe ändert sich dadurch jedoch nichts. Gleichung (5) kann, wie auch (18) zeigt, zur Abschätzung von Δe verwendet werden. Daraus läßt sich eine obere Grenze für den Betrag des zeitlichen Fehleranstieges a abschätzen:

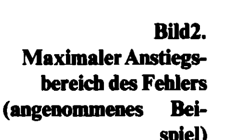
$$a = \frac{\Delta e}{t_e}. \tag{12}$$

Für den Fall normalverteilter unabhängiger Eingangsstörungen wird daraus mit der Wahrscheinlichkeit, mit der die 2σ-Grenze nicht überschritten wird, unter Berücksichtigung von $\Delta e = \sqrt{2} \cdot 2\sigma$ und (11)

$$a = 4 \cdot \sqrt{2} \cdot \sigma \cdot f_g\,. \tag{13}$$

Der maximal mögliche zeitliche Fehleranstieg ist also der Streuung und der Grenzfrequenz des Signals direkt proportional! Bedingt durch Wahrscheinlichkeitsverteilung und Grenzfrequenz verläuft der Fehler mit für praktische Zwecke ausreichender Verläßlichkeit, so wie im Bild 2 demonstriert, in einem endlichen Anstiegsbereich. Zeitlich eng benachbarte Fehlerwerte sind miteinander korreliert, wie auch aus der Korrelationstechnik bekannt ist [4] und [5].




Bild2. Maximaler Anstiegsbereich des Fehlers (angenommenes Beispiel)

2. Grenze der Korrigierbarkeit zufälliger Fehler

(13) wird für die praktische Anwendung interessant, wenn die Grenzfrequenz f_g sehr kleine Werte annimmt, wie das z. B. bei Fehlern durch Temperatureinflüsse oder durch Alterung der Fall ist.

Für diese Fehleranteile kann mit ausreichender Sicherheit vorausgesagt werden, daß sich der Fehler in der Zeit Δt maximal um den Wert

$$\delta = a\,\Delta t\,, \tag{14}$$

d. h. mit (13) um

$$\delta = 4\sqrt{2} \cdot \sigma \cdot f_g \cdot \Delta t \tag{15}$$

ändert. Die Schranke kann durch Wahl von Δt natürlich beliebig klein, d. h. auch viel kleiner als σ gemacht werden. Bei nicht zu großem σ und andererseits kleinem f_g gelingt das in für die praktische Fehlerermittlung und -korrektur mit selbstkalibrierenden Meßsystemen ausreichend großen Zeiten.

Mit steigender Streuung und/oder Grenzfrequenz des Fehlers wird die Zeit, in der eine vorgegebene Fehlergrenze eingehalten wird, immer kürzer. Dementsprechend müßte die Wiederholfrequenz des Kalibrierzyklus erhöht werden. Wie in [6] gezeigt wurde, steigt aber mit kürzer werdenden Zykluszeiten der Beobachtungsfehler durch Signalfensterung. Der im günstigsten Fall erreichbare Fehler F ist nach [7] durch die Beziehung

$$F = 0{,}81\sqrt{\frac{a}{f_{gm}}} \tag{16}$$

abzuschätzen, wobei f_{gm} die Grenzfrequenz des Meßgerätes ist. Mit (13) wird daraus

$$F = 1{,}93\sqrt{\frac{f_g}{f_{gm}}}\,\sigma\,. \tag{17}$$

Diese Gleichung stellt die in der Einleitung postulierte Grenze der Korrigierbarkeit zufälliger Fehler dar:

Der durch zyklische Ermittlung und Korrektur zufälliger Fehler minimal erreichbare resultierende Fehler wird durch das Verhältnis der Grenzfrequenzen des Fehlerverlaufes und des Meßgerätes sowie durch die Streuung bestimmt. Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, daß der Zahlenwert 1,93 den angenommenen Verteilungstyp für die Fehler (hier Normalverteilung) charakterisiert. Andere Verteilungen ergeben lediglich davon abweichende Zahlenwerte (siehe auch [1]).

Höhere Forderungen über die durch (17) markierte Grenze hinaus können prinzipiell nicht erfüllt werden. Insbesondere bestätigt (17), daß zufällige Störungen um so schlechter korrigierbar sind, je höher ihre Grenzfrequenz ist.

3. Korrektur hoch- und niederfrequenter Störungen

Besteht die Störung aus einem hoch- und einem niederfrequenten Anteil [8], wie das in der Praxis oft der Fall ist, kann der niederfrequente Anteil für sich korrigiert werden.
Unter der Voraussetzung, daß der niederfrequente Fehleranteil viel größer ist als die Auswirkungen der hochfrequenten Störungen es sind, muß der hochfrequente Teil bei einer Berechnung des optimalen Fehlers, die zu Gleichung (16) führt, nicht berücksichtigt werden.
Die für den hochfrequenten Anteil vorzusehenden Vertrauensbereiche werden damit allerdings nicht verändert. Dafür gelten also die bekannten Regeln.

4. Vorhersage bei Korrelation

Die Vorhersagebeziehung der Korrelationsrechnung nach WIENER und KOLMOGOROV [5]

$$y(t + \Delta t) = \varrho(\Delta t) \cdot y(t) + \sqrt{1 - \varrho(\Delta t)^2}\, z(t)\,, \tag{18}$$

$\varrho(\Delta t)$ normierte Korrelationsfunktion; $z(t)$ mit $y(t)$ unkorrelierte Zeitfunktion mit gleichem quadratischen Mittelwert wie $y(t)$

ist die „klassische" Gleichung zur Abschätzung des momentanen Fehleranstieges. Die Wirkung einer oberen Grenzfrequenz kommt in (18) allerdings nicht explizit zum Tragen. Berücksichtigt man die Abhängigkeit der normierten Autokorrelationsfunktion von der Grenzfrequenz des betrachteten Zufallsprozesses, z. B. durch die AKF eines kastenförmig durch f_g begrenzten Rauschprozesses, gelangt man zu ähnlichen Aussagen über die Breite der Toleranzbänder wie in (13).
Innerhalb des vorhergesagten Bandes ergibt sich allerdings kein „glatter" Verlauf. Der momentane Anstieg kann durch die Wirkung des Terms $z(t)$ in (18) beliebig große Werte annehmen. Zur Berechnung des Vorhersagebandes ist außerdem die Kenntnis der Autokorrelationsfunktion erforderlich.
Gewisse Interpretationsschwierigkeiten beim Gebrauch der Korrelationsfunktion zur Fehlervorhersage entstehen deshalb, weil die Korrelation ein Begriff ist, mit dem ursprünglich der erzeugende Zufallsprozeß beschrieben wird. Die zufälligen Ereignisse, die zu Meßwertabweichungen führen, werden damit als mehr oder weniger voneinander abhängig beschrieben. Vom Zufallsprozeß kann aber nur ein zeitlicher Verlauf der Fehler gemessen werden, der *durch die Übertragungsfunktion der Meßkette deformiert* (d. h. zumindest in seiner Bandbreite begrenzt) worden ist.
Durch Bandbegrenzung wird bekanntlich die AKF verbreitert. Diese AKF ist aber kein Zeichen der Korrelation der erzeugenden Elementarprozesse mehr, sondern gilt eigentlich korrekt nur für die Meßwerte, so daß bei der Interpretation der AKF der Unterschied zwischen Meßgröße und Meßwert zu berücksichtigen ist: dynamische Fehler erzeugen eine scheinbare Korrelation zwischen den Elementarprozessen.
Aus der gemessenen Korrelation des Fehlerverlaufes kann also nicht automatisch auf eine gegenseitige Abhängigkeit der erzeugenden Elementarprozesse geschlossen werden; aus der Kenntnis, daß die Fehler durch unkorrelierte Vorgänge entstehen, kann nicht der Schluß gezogen werden, daß keine Fehlervorhersage und damit keine Fehlerkorrektur möglich ist!

Zusammenfassung

Zufällige Fehler sind korrigierbar, wenn ihr zukünftiger Verlauf mit ausreichend hoher Wahrscheinlichkeit vorhergesagt werden kann. Zur Herleitung einer Vorhersagebeziehung wird neben der Statistik das Abtasttheorem benutzt. Es zeigt sich, daß der maximale zeitliche Anstieg zufälliger Fehler aus deren Streuung und Grenzfrequenz ohne Kenntnis der Autokorrelationsfunktion berechnet werden kann.
Die Grenze der Korrigierbarkeit zufälliger Fehler hängt von der Fehlergrenze, vom Verhältnis der Grenzfrequenzen von Fehlerverlauf und Meßgerät und von der Streuung ab. Beim Auftreten hoch- und tieffrequenter Fehler ist der tieffrequente Anteil korrigierbar.
Selbst wenn Grenzfrequenz und Streuung nicht explizit bekannt sind, berechtigen die hergeleiteten Beziehungen zur Korrektur langsam verlaufender zufälliger Fehleranteile.

Literatur

[1] NOVICKIJ, P. V.: Gütekriterium für Meßeinrichtungen. Berlin: VEB Verlag Technik 1978.

[2] HART, H.; LOTZE, W.; WOSCHNI, E.-G.: Meßgenauigkeit. Berlin: VEB Verlag Technik 1987.

[3] WOSCHNI, E.-G.: Meßdynamik. 2. Auflage. Leipzig: S. Hirzel Verlag 1972.

[4] WOSCHNI, E.-G.: Informationstechnik, Signal-System-Information. 3. Auflage. Berlin: VEB Verlag Technik 1988.

[5] LANGE, F.-H.: Signale und Systeme, Band 3. Berlin: VEB Verlag Technik 1973.

[6] HEROLD, H.: Kompromisse von Genauigkeit, Grenzfrequenz, Dauer und Häufigkeit bei der automatischen Selbstkalibrierung. msr, Berlin 30 (1987) 9, S. 394—397.

[7] HORN, M.; RICHTER, W.: Grenzen selbstkalibrierender Meßsysteme. msr, Berlin 31 (1988) 8, S. 338—340.

[8] LENK, A.: Fehlerbeschreibung von Meßgeräten. TU Dresden, Sektion Informationstechnik. Studie MWE 1/82.

msr 8996

M. Krauß, H. Herold

Architekturen kapazitiver Sensoren mit Schutzschirmtechnik und zugehörige Sensorelektronik[1)]

0. Einleitung

Kapazitive Sensoren eignen sich für die Messung aller derjenigen nichtelektrischen Größen, die sich auf eine Abstandsänderung bzw. Verschiebung der Kondensatorelektroden oder Änderung des Dielektrikums zurückführen lassen, beispielsweise die Messung von Weg, Verschiebung, Abstand, mechanischen Schwingungen (Ausschläge), Beschleunigung, Kraft, Druck, Neigung, Schichtdicke, Füllstand, Materialgehalt (von Faservliesen, Faserbändern, Garnen, Kunststoffprofilen).
Kapazitive Sensoren lassen sich robust, mit großer Reproduzierbarkeit und, bei Verwendung von Luft und Keramik als Dielektrikum, auch für den Einsatz bei hohen Temperaturen herstellen. Sie sind wie die induktiven Sensoren einsetzbar, ebenfalls nahezu rückwirkungsfrei, haben aber den großen Vorteil, daß bei ihrer Herstellung keine Spulen zu wickeln sind. Die Nachteile kapazitiver Sensoren, ihr wechselstrommäßig sehr hoher Widerstand, die größere Störanfälligkeit gegen Fremdfelder und die im Vergleich zu induktiven Sensoren bedeutend kleinere entnehmbare elektrische Leistung, lassen sich durch entsprechende Sensorelektronik und Schutzschirmtechnik umgehen.
Die notwendige Abschirmung verursacht eine Nebenkapazität, die die Empfindlichkeit des Sensorsystems wesentlich herabsetzt und Auswirkung auf die Zusatzfehler hat.
Hier sollen die Eigenschaften derartiger geschirmter kapazitiver Sensoren, die Prinzipien der Eliminierung der Nebenkapazität und die zugehörige Sensorelektronik dargestellt werden.

1. Funktionsprinzipien und Grundformen kapazitiver Sensorelemente

Bild 1 zeigt die wichtigsten Grundformen der kapazitiven Sensorelemente. Durch Änderung des Elektrodenabstandes im Bild 1a und 1b lassen sich Wege, Abstände, Schwingungen in Kapazitätsänderungen umwandeln. Durch Änderung der Überdeckungsfläche (Verschieben der Elektroden) können Winkelmessung (Bild 1c) und Wegmessung (Bild 1d) erfolgen. Die Änderung des Dielektrikums gestattet Dickenmessungen von Folien, Materialgehaltsmessungen von Bändern, Schichtdickenmessungen (Bild 1e) oder Füllstandsmessungen (Bild 1f).

[1)] Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Dr.-Ing. E. h. E.-G. Woschni zum 60. Geburtstag gewidmet

Prof. Dr.-Ing. habil. Manfred Krauss (49) studierte von 1957 bis 1963 an der HS für Maschinenbau Karl-Marx-Stadt. Danach wissenschaftlicher Assistent am Institut für Elektrotechnik der TH Karl-Marx-Stadt. 1967 Promotion. Von 1968 bis 1970 wissenschaftlicher Sekretär des Direktors der Sektion Informationstechnik der TH Karl-Marx-Stadt. 1970 Habilitation und Berufung zum Dozenten. Von 1973 bis 1977 Industrietätigkeit im VEB Buchungsmaschinenwerk Karl-Marx-Stadt. 1977 Berufung zum o. Professor für Signal- und Systemtheorie an der TH Karl-Marx-Stadt. Von 1978 bis 1982 dort Direktor der Sektion Informationstechnik. Seit 1982 Rektor der TH bzw. TU Karl-Marx-Stadt.

Dr.-Ing. Harry Herold (57) erlernte den Beruf eines Elektroinstallateurs. Von 1951 bis 1957 Studium der Schwachstromtechnik, Vertiefungsrichtung Elektro- und Bauakustik, an der TH Dresden. Danach wissenschaftlicher Mitarbeiter im VEB Werk für Fernmeldewesen Berlin. Seit 1959 als wissenschaftlicher Assistent bzw. Oberassistent an der Sektion Informationstechnik der TH (heute TU) Karl-Marx-Stadt. 1966 Promotion A.

Allgemein ermittelt sich die Kapazität aus

$$Q = \int D \, dA \tag{1}$$

und

$$D = \varepsilon E \tag{2}$$

zu

$$C = \frac{Q}{U} = -\frac{\int D \, dA}{\int E \, ds} \tag{3}$$

Q Ladung; U Spannung zwischen den Elektroden; D Verschiebungsflußdichte; E elektrische Feldstärke; A Elektrodenfläche; s Elektrodenabstand

Aus (3) folgt für die Änderung der Ladung infolge Spannungs- bzw. Kapazitätsänderung

$$dQ = C\,dU + U\,dC\,. \tag{4}$$

Der 1. Term stellt die Eigenschaft der konstanten Kapazität als elektrisches Bauelement dar, der 2. Term entsteht bei Kapazitätsänderung durch die nichtelektrische Größe.
Praktisch sind die Elektroden durch Isolationsmaterialien und Abschirmungen gehaltert, wie Bild 2 an zwei technischen Ausführungsformen demonstriert. Bild 2a zeigt die technische Ausführung zu Bild 1a; Bild 2b stellt die Ausführungsform zu Bild 1e dar, wobei hier das zu messende dielektrische Material durch die Öffnung des Plattenkondensators C_{10} geführt wird. Die Abschirmung dient gleichzeitig zur Eliminierung von Umgebungsstörfeldstärken und zur Halterung (Befestigung am Meßobjekt) des Sensors.
In der Praxis verbindet man beim Betrieb die Anschlüsse A und C miteinander und führt diese auf Massepotential. Dadurch wird zwar die Kapazität C_{12} unwirksam, aber die Nebenkapazität C_{11} liegt parallel zur Meßkapazität C_{10} und vermindert die Empfindlichkeit.
Nach Bild 2a folgt die Meßkapazität (Plattenkondensator):

$$C_M = C_{10} = C_0 + \Delta C = \varepsilon_0 \frac{A}{s_0 + \Delta s} = \varepsilon_0 \frac{A}{s_0} \frac{1}{1 + \frac{\Delta s}{s_0}}, \tag{5a}$$

bzw. mit $C_0 = \varepsilon_0 \frac{A}{s_0}$ und Reihenentwicklung des letzten Bruches

$$C_0 + \Delta C = C_0 \left[1 - \frac{\Delta s}{s_0} + \left(\frac{\Delta s}{s_0}\right)^2 - + \dots \right], \tag{5b}$$

Also gilt für die relative Kapazitätsänderung der Meßkapazität:

$$\frac{\Delta C}{C_0} \approx -\frac{\Delta s}{s_0} \quad \text{für} \quad \frac{\Delta s}{s_0} \ll 1\,. \tag{6}$$

Infolge der Parallelkapazität $C_p = C_{11}$ erhält man aber für die relative Änderung der Sensorgesamtkapazität $C_{ges} = C_M + C_p$

$$\frac{\Delta C}{C_{ges}} \approx -\frac{C_M}{C_M + C_p} \frac{\Delta s}{s_0} = -\frac{C_{10}}{C_{10} + C_{11}} \frac{\Delta s}{s_0}\,. \tag{7}$$

Die relative Kapazitätsänderung des Sensors ist folglich um den Faktor $C_M/C_{ges} = C_{10}/(C_{10} + C_{11})$ kleiner als die der eigentlichen Meßkapazität $C_M = C_{10}$. Damit vermindert sich bei Auswertung der Kapazitätsänderung nach (7) die Empfindlichkeit des Sensorsystems.

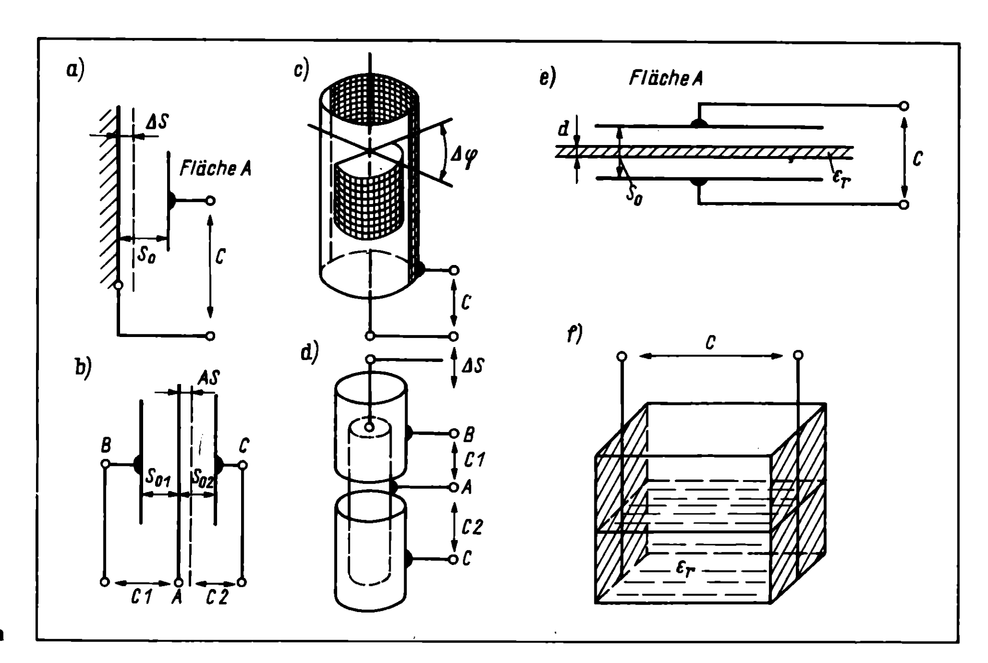


Bild 1. Grundformen der kapazitiven Sensoren

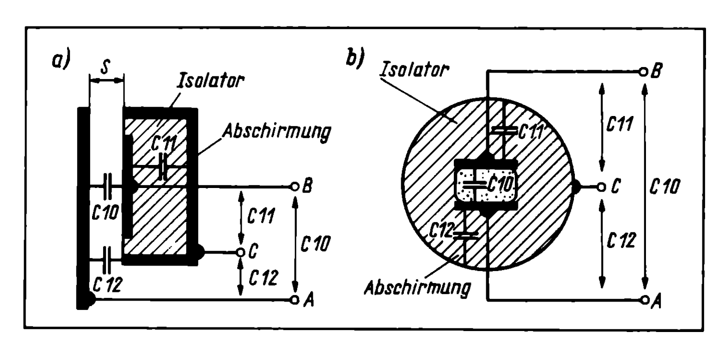


Bild 2. Beispiele für die Wirkung der Abschirmung in den technischen Ausführungsformen kapazitiver Sensoren

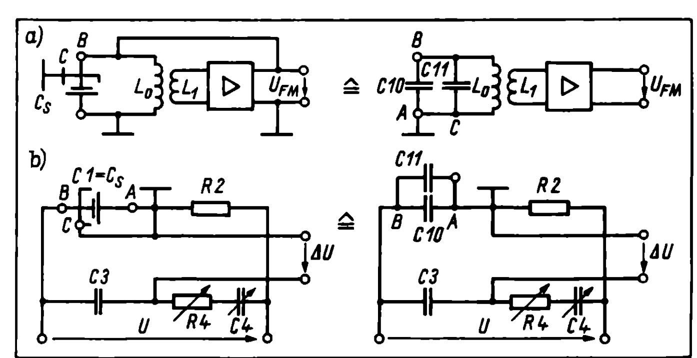


Bild 3. Einfache Auswertung der Kapazitätsänderung
a) Frequenzanaloges Verfahren mit LC-Oszillator; b) Brückenschaltung (Schering-Brücke)

Benutzt man zur Auswertung beispielsweise ein frequenzanaloges Meßverfahren mit LC-Oszillator (Bild 3a) [1] und [2], so ergibt sich

$$\omega_{res} = \omega_0 + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_{ges}}} = \frac{1}{\sqrt{L_0(C_{10} + \Delta C + C_{11})}} = \frac{1}{\sqrt{L_0(C_{10} + C_{11})}} \frac{1}{\sqrt{1 + \dfrac{\Delta C}{C_{10} + C_{11}}}} \quad (8)$$

bzw. durch Reihenentwicklung des letzten Bruches

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx -\frac{1}{2}\frac{\Delta C}{C_{10} + C_{11}} = \frac{1}{2}\frac{C_{10}}{C_{10} + C_{11}}\frac{\Delta s}{s_0} \quad \text{für} \quad \frac{\Delta s}{s_0} \ll 1 \,. \quad (9)$$

Entsprechend erhält man beim Sensor nach Bild 2b zur Materialgehaltsmessung über die Auswertung der relativen Permittivität $\varepsilon_r = \varepsilon_{rm} + \Delta\varepsilon$ für die Meßkapazität

$$C_M = C_0 + \Delta C = \varepsilon_0(\varepsilon_{rm} + \Delta\varepsilon)\frac{A}{s}$$

bzw.

$$\frac{\Delta C}{C_0} = \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_{rm}} \quad (10)$$

und für die relative Änderung der Gesamtkapazität des Sensors

$$\frac{\Delta C}{C_{ges}} = \frac{C_{10}}{C_{10} + C_{11}}\frac{\Delta C}{C_{10}} = \frac{C_{10}}{C_{10} + C_{11}}\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_{rm}} \,. \quad (11)$$

Bei Auswertung mittels frequenzanaloger Verfahren ergibt die Parallelkapazität hier ebenfalls eine Verminderung der Empfindlichkeit analog zu (9):

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \approx -\frac{1}{2}\frac{C_{10}}{C_{10} + C_{11}}\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_{rm}} \quad \text{für} \quad \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_{rm}} \ll 1 \,. \quad (12)$$

Auch beim amplitudenanalogen Verfahren (Brückenschaltung mit Ausschlagverfahren) ergibt die Parallelkapazität in ähnlicher Weise eine Verminderung der Empfindlichkeit. Nach Bild 3b erhält man bei Änderung der Kapazität C_1 um ΔC für die Ausgangsspannung

$$\frac{\Delta u}{u} = \frac{j\omega\,\Delta C\,R_2}{\left[1 + \dfrac{R_2}{R_1} + j\omega C_{10} R_2\right]^2} \,, \quad (13)$$

wobei hier R_1 der Verlustwiderstand des Kondensators C_1 ist. Da $R_1 \gg R_2$ und $|\omega C_{10} R_2| \underset{(=)}{\geq} 1$ sind, vermindert sich die Ausgangsspannung bei Vergrößerung von C_{10} um C_{11} etwa um den gleichen Betrag wie in (12) beim frequenzanalogen Verfahren.

2. Kapazitive Sensoren mit einfacher und doppelter Schutzschirmtechnik in Brückenschaltungen

Bereits Sir W. Thomson (Kelvin) [4] hat in seinen grundlegenden Untersuchungen an Elektrometern einen Schutzring mit Nullpotential verwendet, um ein homogenes elektrostatisches Feld zwischen den beiden parallelen Elektrodenflächen zu erzeugen. Bild 4a zeigt die Wirkung des Schutzringes. Liegen die Elektroden B und C (Schutzring) auf gleichem Potential, dann tritt ein homogenes Feld ohne Randverzerrungen am Rand der Elektrode B auf. Sind die

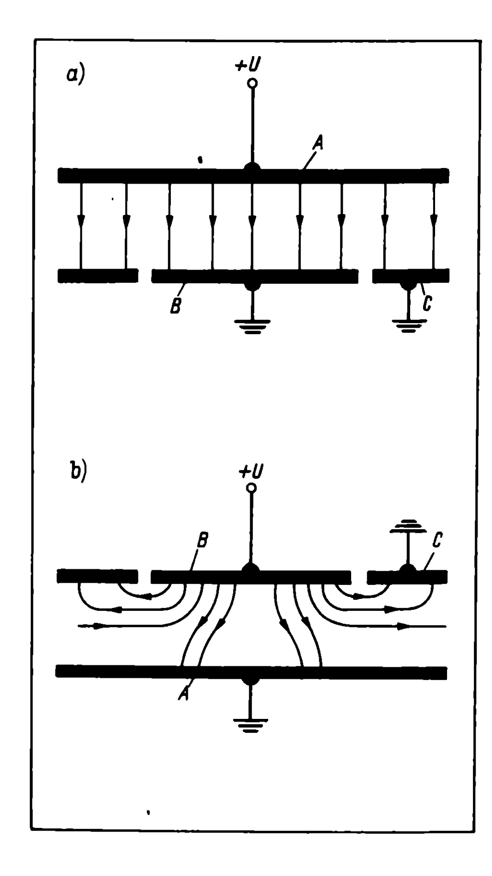


Bild 4.
Feldverteilung im Schutzringkondensator bei verschiedener Polung des Kondensators

Elektroden A und C auf gleichem Potential, dann tritt ein inhomogenes Feld auf (Bild 4b). W. HEERENS und F. C. VERMEULEN [5] haben jedoch nachgewiesen, daß exakt die gleiche Kapazität zwischen den beiden Elektroden A und B in beiden Fällen vorhanden ist. Diese Erkenntnis sollte bei der Entwicklung von kapazitiven Sensoren berücksichtigt werden, betont W. HEERENS [3].
Wunschgemäß ist bei der Auswertung der Sensorkapazität die Nebenkapazität infolge des Schutzschirmes durch eine geschickte Sensorelektronik zu eliminieren. Hierzu gibt es zwei Möglichkeiten:

1. Die Nebenkapazitäten werden in der Schaltung der Sensorelektronik so angeordnet, daß sie die Auswertung der Meßkapazität nicht beeinträchtigen.
2. Die Nebenkapazität wird wirkungslos, wenn die Elektroden von Meßkapazität und Schutzschirm zwar das gleiche Potential erhalten, aber dabei entkoppelt sind, so daß für die Auswertung nur die Meßkapazität berücksichtigt wird.

Bild 5 zeigt eine Möglichkeit bei abgeschirmten symmetrischen kapazitiven Sensoren, die Nebenkapazität in solche Brückenzweige zu legen, daß die Meßkapazität nicht vergrößert wird. Verwendet wird hierzu eine Kapazitätsmeßbrücke mit Transformatorzweig zur Spannungseinspeisung. Die Sensorkapazitäten C_1 und C_2 sind symmetrisch (keine Elektrode ist geerdet) und vollständig abgeschirmt. Die Mittelanzapfung der Transformatoreinspeisung ist geerdet. Die Brückenschaltung wurde in [6] behandelt.
Häufig soll beim kapazitiven Sensor eine Elektrode geerdet sein. In diesem Fall benötigt man kapazitive Sensoren mit doppelter Schutzschirmtechnik, wie Bild 6 am Beispiel eines Abstandssensors zeigt. Die zugehörige, von den Verfassern entworfene Brückenschaltung ist im Bild 7 dargestellt. Verwendet wird wieder eine Kapazitätsmeßbrücke mit Transformatorzweig. Hier ist aber die einfache Plattenelektrode mit Anschluß A geerdet. Sie kann entweder die Mittelelektrode eines Differentialkondensators sein, oder es sind zwei getrennte Sensoren eingesetzt. Der innere Schutzschirm mit Anschluß C ist mit der Transformatormittelanzapfung verbunden. Bei Brückenabgleich (Abgleichelemente sind in den Bildern 5 und 7 der Übersichtlichkeit wegen nicht eingezeichnet) wird $\Delta U = 0$, dann sind aber auch die Kapazitäten C_{12} und C_{22} wirkungslos. In welcher Weise eine Änderung des Potentials des Schutzschirmes sich auf die Sensormeßkapazität auswirkt, läßt sich aus (4) ableiten.

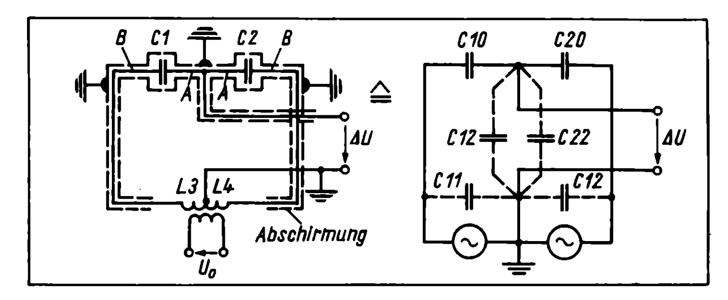


Bild 5. Kapazitätsmeßbrücke mit Transformatorzweig und symmetrischer Meßkapazität

Für die Ladungsänderung dQ_B an der Elektrode B (Bild 4a, Bild 6) gilt:

$$dQ_B = C_{10}\, dU_{BA} + C_{11}\, dU_{BC}$$

bzw.

$$dQ_B = C_{10}\, dU_{BA} \left(1 + \frac{C_{11}}{C_{10}} \frac{dU_{BC}}{dU_{BA}}\right). \tag{14}$$

Das bedeutet, die Größe von dU_{BC}/dU_{BA} ist maßgebend für die Vergrößerung der Meßkapazität infolge Nebenkapazität

$$C_{AB} = \frac{dQ_B}{dU_{BA}} = C_{10}\left(1 + \frac{C_{11}}{C_{10}} \frac{dU_{BC}}{dU_{BA}}\right). \tag{15}$$

Man wird folglich $dU_{BC} = 0$ (bzw. $U_{BC} \ll U_{BA}$) mit Hilfe sinnvoller Sensorelektronik machen.

3. Kapazitive Sensoren mit entkoppelter Schutzschirmtechnik in Oszillatoren für frequenzanaloge Meßverfahren

Ähnlich wie bei Brückenschaltungen lassen sich auch bei Oszillatoren kapazitive Sensoren mit Schutzschirmtechnik so einsetzen, daß die Nebenkapazität in die Oszillatorfrequenz nicht eingeht. Bild 8 zeigt einen Oszillator mit Miller-Integrator. Da der Operationsverstärker als invertierender Verstärker betrieben wird, liegt am invertierenden Eingang (Punkt S) ein virtueller Massepunkt vor, ohne wirklich geerdet zu sein. Die Kapazität C_{AC} ist somit wirkungslos. Die andere Nebenkapazität C_{BD} liegt parallel zum Ausgang und hat ebenfalls keinen Einfluß auf die Frequenz des Oszillators.
Bild 9 zeigt einen von den Verfassern entworfenen LC-Oszillator mit einem kapazitiven Sensor in doppelter Schutzschirmtechnik. Um die Nebenkapazität C_{BC} auszuschalten, muß die Elektrode C das gleiche Potential wie die Elektrode B führen, aber von der Elektrode C entkoppelt sein. Beim Oszillator wird hier der Transistor in

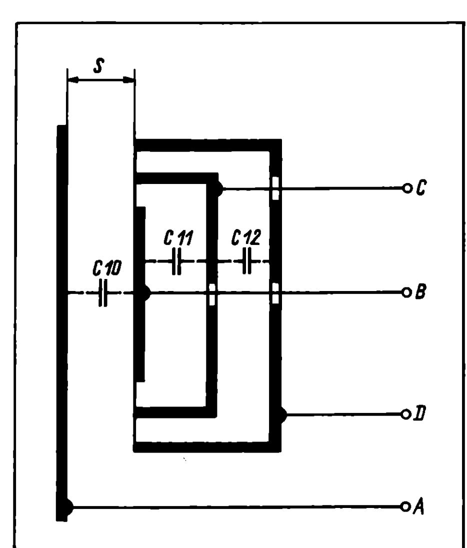


Bild 6.
Kapazitiver Abstandssensor mit doppelter Schutzschirmtechnik

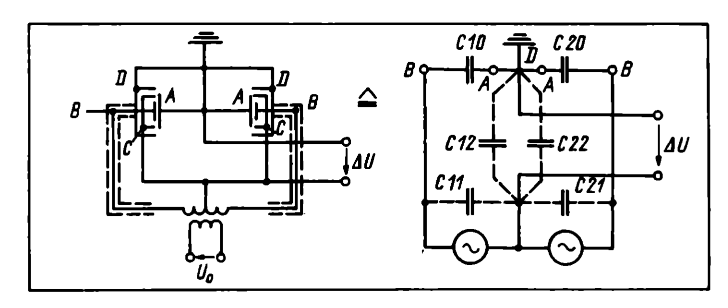


Bild 7. Kapazitätsmeßbrücke mit Transformatorzweig und (einseitig geerdeter) unsymmetrischer Meßkapazität

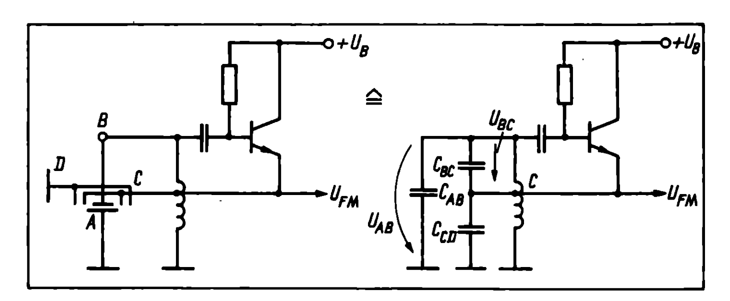


Bild 9. Oszillator in ECO-Schaltung mit kapazitivem Sensor in doppelter Schutzschirmtechnik

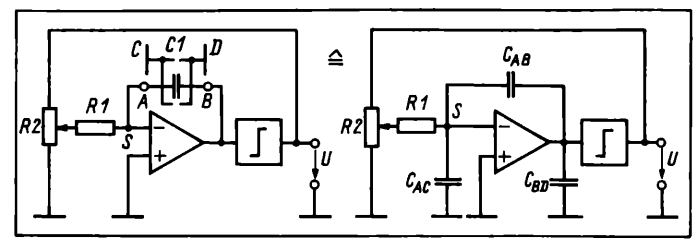


Bild 8. Oszillator mit Miller-Integrator und symmetrischem geschirmtem Kondensator

Kollektorschaltung (Spannungsfolger) betrieben, wobei die Verstärkung $V \approx 1$ ist. Die Spannung U_{BC} über der Kapazität C_{BC} ist somit sehr klein gegenüber der Eingangsspannung U_{AB}. Damit ist die Bedingung $dU_{BC} \approx 0$ praktisch näherungsweise erfüllt, und C_{BC} hat keinen Einfluß auf die Oszillatorfrequenz.

Zusammenfassung

Kapazitive Sensoren haben normalerweise einen Schutzschirm, um die Meßelektrode gegen Fremdstörfelder abzuschirmen. Man kann den Schutzschirm aber auch verwenden, um ein homogenes Feld ohne Randverzerrungen zwischen den Elektroden zu erzeugen. Der Schutzschirm verursacht zusätzliche Kapazitäten zwischen Schirm und Elektroden, die bei der Sensoranwendung stören, weil sie die Empfindlichkeit verringern. Dieser Nachteil läßt sich durch günstige Wahl der Sensorelektronik beseitigen, indem man die Zusatzkapazitäten so legt, daß sie bei der Auswertung der Meßkapazität nicht stören.

In den meisten Fällen ist keine symmetrische Meßkapazität gewünscht, sondern eine Meßkapazität, bei der eine Elektrode auf dem Massepotential liegt. Um hier die störende Zusatzkapazität auszuschalten, ist eine doppelte Schutzschirmtechnik erforderlich, bei der der innere Schutzschirm auf gleichem Potential wie die Meßelektrode liegt, jedoch schaltungsmäßig von dieser entkoppelt ist, und der äußere Schutzschirm auf Massepotential liegt. Der theoretische Sachverhalt hierzu wird im Beitrag erläutert, und passende Schaltungsbeispiele werden angegeben.

Literatur

[1] Lenk, A.: Elektromechanische Systeme, Bd. 3: Systeme mit Hilfsenergie. Berlin: VEB Verlag Technik 1975.

[2] Herold, H.; Woschni, E.-G.: Frequenzanaloges Meßverfahren zur Auswertung von Sensorsignalen. Wiss. Zeitschr. d. Techn. Hochschule Karl-Marx-Stadt 27 (1985) 4, S. 518—522.

[3] Heerens, W.: Application of capacitive techniques in sensor design. Journal of Physics E: Sci. Instrum. 19 (1986) 11, S. 897—906.

[4] Sir Thomson, W.: 1867 Report of British Association (Dundee).

[5] Heerens, W.; Vermeulen, F. C.: Capacitance of Kelvin guard-ring capacitors with modified edge geometry. J. Appl. Phys. 46 (1975) 5, S. 2486—90.

[6] Jones, R. V.; Richards, J. C. S.: The design and some applications of sensitive capacitance micrometers. J. Phys. E.: Sci. Instrum. 6 (1973) 7, S. 589—600.

msr 9002

H. Ehrlich, K. Fiedler

Logisch-dynamische Systeme zur Struktursteuerung großer Automatisierungssysteme

0. Einführung

Im Mittelpunkt des Beitrages steht das aktuelle Problem der ganzheitlichen Betrachtung einer Automatisierungslösung [1]. Die zunehmenden Forderungen an die Automatisierung, wie Einbeziehen instationärer Prozeßphasen [2], verbesserte Prozeßsicherung [3], Flexibilität [4] usw., erhöhen die Komplexität [5] und werden durch den technologischen Fortschritt der Produktionsprozesse immer dringender gestellt. Mit den heutigen technischen Möglichkeiten sind sie erstmalig in breitem Umfang in praktische Lösungen umsetzbar. Das setzt aber systematische Methoden für die Behandlung komplexer Systeme zur Wahrung der Übersicht und zur Vermeidung von Unsicherheiten voraus [6].

Prof. Dr. sc. techn. Herbert Ehrlich (56) studierte von 1953 bis 1959 an der TH Dresden. Danach bis 1975 als wissenschaftlicher Assistent, Oberassistent und Dozent an der TH „Otto von Guericke" Magdeburg im Institut für msr-Technik bzw. in der Sektion Technische Kybernetik und Elektrotechnik. 1975 Berufung als o. Professor an die Ingenieurhochschule bzw. Technische Hochschule Leipzig, Sektion Automatisierungsanlagen. Dort seit 1976 Leiter des Wissenschaftsbereiches Automatische Steuerung. 1966 Promotion A, 1977 Promotion B an der TH Magdeburg.

Dipl.-Ing. Klaus Fiedler (33) studierte von 1976 bis 1980 Informationselektronik an der Ingenieurhochschule Mittweida. Anschließend bis 1984 als Entwicklungsingenieur im VEB Kombinat Nachrichtenelektronik Leipzig tätig. Von 1982 bis 1984 postgraduales Studium Mikroprozessortechnik an der TU Dresden. Seit 1984 befristeter wissenschaftlicher Assistent an der TH Leipzig, Sektion Automatisierungsanlagen.

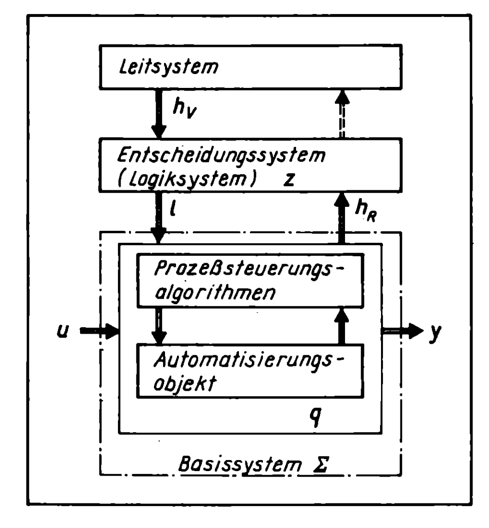


Bild 1.
Grobstruktur eines integrierten Automatisierungssystems (modifiziert nach [2])
$\boldsymbol{h}_R = (\boldsymbol{h}_{Ra}, \boldsymbol{h}_{Rb})$; $\boldsymbol{h} = (\boldsymbol{h}_R, \boldsymbol{h}_v)$; $\dim \boldsymbol{h} = p$; $\dim \boldsymbol{u} = m$; $\dim \boldsymbol{l} = q$; $\dim \boldsymbol{y} = r$; $\dim \boldsymbol{z} = l$; $\dim \boldsymbol{q} = n$; $h_l, l_l, z_l \in \{L, H\}$

Die entstehenden großen (komplexen) Systeme [5] bis [7] erfordern eine weitgehende Aufgabenzerlegung nach räumlichen, zeitlichen oder funktionellen Gesichtpunkten [6]. Dabei ist die gesamte Automatisierungsaufgabe um so tiefer zu gliedern, je komplexer sie ist. Letztendlich interessiert aber eine Automatisierungslösung als Ganzes, in ihre Beurteilung müssen sämtliche Phasen der gesamten Lebenszeit eines Produktionssystems einbezogen werden. Aus diesem Grund werden integrierte Automatisierungssysteme gefordert [1] und [2], in denen viele Aufgaben in ihrer Gesamtheit berücksichtigt sind. Da man aufgrund der Komplexität an einer Aufgabenzerlegung nicht vorbeikommt, weisen nur die Koordinierung und Komposition aller aus der Lösung der Teilaufgaben erhaltenen Teilfunktionen einen Weg für die Erreichung eines ganzheitlichen Optimums. Diesem Anliegen dient auch die Methode der Struktursteuerung. Das Ziel ist die situationsabhängige Komposition aller Teilsysteme unter Betriebsbedingungen. Das dafür notwendige Entscheidungssystem muß u. a. viele Signale schnell und übersichtlich verarbeiten. Solche Forderungen erfüllt beispielsweise eine logische Steuerung. Bild 1 zeigt das Prinzip eines derartig verstandenen Automatisierungssystems.

Im Basissystem Σ sind alle während der Lebenszeit für die Aufgabenrealisierung benötigten Teilsysteme eines automatisierten Produktionskomplexes integriert. Es enthält auch eine Anzahl von Koppelschaltern für koordinierende logische Steuereingriffe. Somit ist das Verhalten des Basissystems über die strukturelle Steuerung durch das Logiksystem mit dem Binärvektor $\boldsymbol{l}$ beeinflußbar. Rückmeldungen über das Verhalten des Basissystems erhält das Logiksystem mit dem Binärvektor $\boldsymbol{h}_R$. Dieser setzt sich aus den Vektoren $\boldsymbol{h}_{Ra}$ und $\boldsymbol{h}_{Rb}$ zusammen. Die Elemente von $\boldsymbol{h}_{Rb}$ sind ihrem Ursprung nach bereits binär (z. B. signalisieren sie die Funktionsfähigkeit von Teilsystemen). Dagegen wird der Vektor $\boldsymbol{h}_{Ra}$ durch logische Klassifizierung analoger Größen (z. B. mit Schwellwertfunktionen) gewonnen. Neben diesen Rückmeldungen erhält das Logiksystem Vorgaben $\boldsymbol{h}_V$ vom Leitsystem. Aufgabe des Logiksystems ist es, aus den Eingangssignalen $\boldsymbol{h} = (\boldsymbol{h}_R, \boldsymbol{h}_V)$ die Ausgangssignale $\boldsymbol{l}$ so zu bestimmen, daß die gerade aktuelle Automatisierungsaufgabe nach bestimmten Kriterien erfüllt wird.

Für die mathematische Behandlung wird nun das Basissystem in die Menge $\boldsymbol{M}$ der Elemente (Teilsysteme) und die logikabhängige Struktur $\boldsymbol{R}_l$ zerlegt:

$$\Sigma = [\boldsymbol{M}, \boldsymbol{R}_l]\,. \tag{1}$$

$\boldsymbol{M} = \{E_1, E_2, \ldots, E_N\}$ Elementemenge

$E_i = (\boldsymbol{v}_i, T_i, \boldsymbol{w}_i) \in \boldsymbol{M}$

$\boldsymbol{v}_i$ Vektor der Eingangsgrößen des i-ten Elementes; T_i Transformationsoperator als Modell der Funktionsweise (siehe z. B. [8]); $\boldsymbol{w}_i$ Vektor der Ausgangsgrößen des i-ten Elementes

$\boldsymbol{R}_l = \{R_{l1}, R_{l2}, \ldots, R_{lM}\}$ Menge der statischen Kopplungen (Struktur)

In (1) ist nur die Struktur $\boldsymbol{R}_l$ logikabhängig. Die Kopplung $R_{lj} \in \boldsymbol{R}_l$ kann über einen Koppelschalter mit einem Element des Vektors $\boldsymbol{l}$ (Bild 1) gesteuert werden.

Die Zerlegung (1) abstrahiert von der genaueren Strukturierung des Basissystems, z. B. von der räumlichen, zeitlichen, funktionellen bzw. hierarchischen Aufteilung [2] [5] und [6]. Zu einem späteren Zeitpunkt sind diese Abstraktionen schrittweise aufzuheben.

Dem Entscheidungssystem nach Bild 1 wird hier ein Logiksystem für zweiwertige Logik zugrunde gelegt. Das Anwendungsfeld der koordinierenden Struktursteuerung erstreckt sich auf die folgenden Aufgabengebiete:

- Steuerung instationärer Prozesse [2] und [4]
- Steuerung dynamischer Systeme durch Binärsignale [9] bzw. von periodischen und Chargenprozessen mit stationären und instationären Phasen [10]
- Aufgaben der Prozeßsicherung [3]
- flexible Automatisierungslösungen [4], z. B. Betriebsartenwechsel, strukturvariante verfahrenstechnische Systeme, umschaltbare Regelalgorithmen und Führungsgrößen, variable Meß-, Stell- und Führungsgrößenzuordnung [3] und [11]
- strukturadaptive Systeme für schnell zeitvariante Prozesse [12]
- korrigierende schaltende Steuereingriffe aufgrund nicht erfüllter Entwurfsvoraussetzungen [13].

Entsprechend den Zielen eines integrierten Automatisierungssystems sind von den genannten Aufgaben häufig mehrere zutreffend und in ihrer Einheit zu lösen. Beispielsweise ist hohe Flexibilität oft mit der Steuerung instationärer Prozeßphasen, der Prozeßsicherheit u. a. verflochten. Das Logiksystem bietet mit seiner stark verdichteten Informationsverarbeitung die Voraussetzung, diese Einheit steuerungstechnisch besser zu beherrschen. In der bisherigen Praxis wurden z. B. undurchsichtige Koordinierungsaufgaben beim Anfahren oder Umsteuern so „gelöst", daß fest eingestellte Reservezeiten eingeschoben wurden. Damit werden aber die prinzipiell vorhandenen Möglichkeiten einer Optimierung, z. B. der Erzielung zeitoptimaler Übergangsvorgänge, verschenkt [10].

1. Abgrenzung der Aufgabenstellung

Die Arbeiten zur Struktursteuerung konzentrieren sich zunächst auf die Modellierung der Wechselwirkungen zwischen dem Logik- und Basissystem [4] und [18]. Ein Teilproblem ist dabei die Beschreibung des Basissystems in Abhängigkeit von den logischen Eingangssignalen $\boldsymbol{l}$. Die Elemente des Basissystems seien lineare dynamische Glieder, die durch entsprechende Modelle beschrieben werden. Gesucht ist die Beschreibung des dynamischen Systems, das über die logikabhängige Struktur $\boldsymbol{R}_l$ aus der Elementemenge $\boldsymbol{M}$ komponiert wird.

2. Beschreibung logikabhängiger linearer dynamischer Systeme

Das Ziel ist die Beschreibung logikabhängiger linearer dynamischer Systeme mit Zustandsraummodellen oder Übertragungsfunktionen. Es sei die schematische Darstellung eines solchen Systems entsprechend Bild 2 gegeben. Zur Vereinfachung der Schreibarbeit

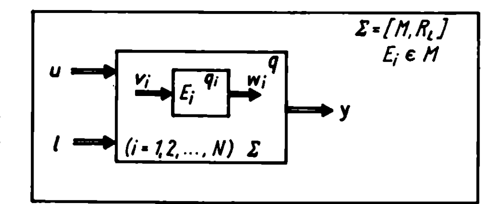


Bild 2. Schematische Darstellung eines logikabhängigen dynamischen Systems

$\boldsymbol{v}_i = (v_i^1, v_i^2, \ldots, v_i^{p_i})^T$ Elemente-Eingangsvektor; $\boldsymbol{w}_i = (w_i^1, w_i^2, \ldots, w_i^{s_i})^T$ Elemente-Ausgangsvektor; $\boldsymbol{q}_i = (q_i^1, q_i^2, \ldots, q_i^{n_i})^T$ Elemente-Zustandsvektor; $\boldsymbol{v} = (\boldsymbol{v}_1^T, \boldsymbol{v}_2^T, \ldots, \boldsymbol{v}_N^T)^T$, $\dim \boldsymbol{v} = p = \sum_{i=1}^{N} p_i$, Vektor aller Elementeeingänge; $\boldsymbol{w} = (\boldsymbol{w}_1^T, \boldsymbol{w}_2^T, \ldots, \boldsymbol{w}_N^T)^T$, $\dim \boldsymbol{w} = s = \sum_{i=1}^{N} s_i$, Vektor aller Elementeausgänge; $\boldsymbol{q} = (\boldsymbol{q}_1^T, \boldsymbol{q}_2^T, \ldots, \boldsymbol{q}_N^T)^T$, $\dim \boldsymbol{q} = n = \sum_{i=1}^{n} n_i$, Vektor aller Zustände; $\boldsymbol{u} = (u_1, u_2, \ldots, u_m)^T$, analoger System-Eingangsvektor; $\boldsymbol{l} = (l_1, l_2, \ldots, l_q)^T$ binärer System-Eingangsvektor; $\boldsymbol{y} = (y_1, y_2, \ldots, y_r)^T$ analoger System-Ausgangsvektor

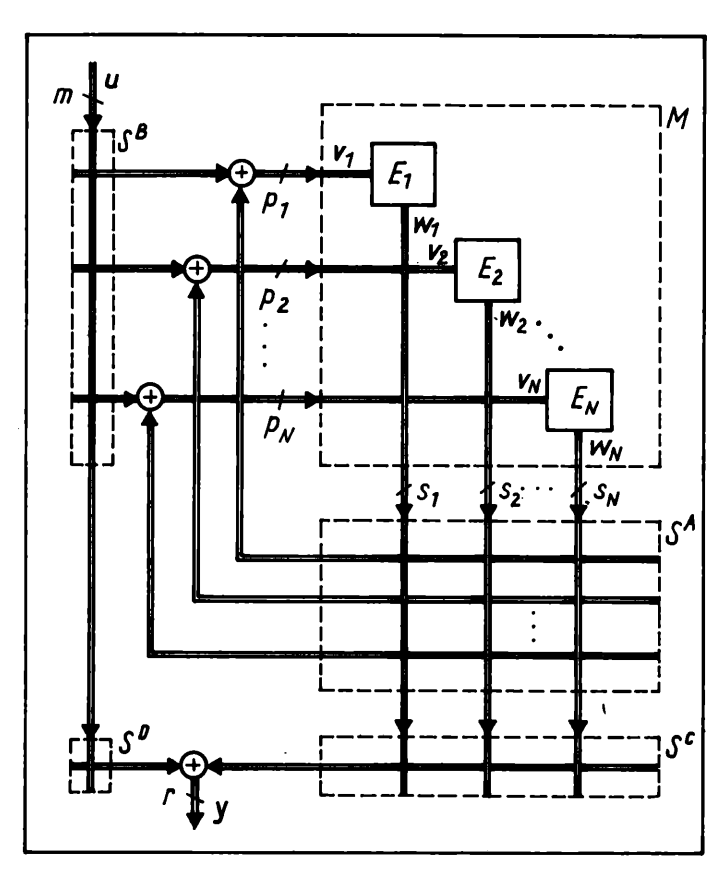


Bild 3. Schema zur Dekomposition des Systems nach Bild 2

wird für den Abschn. 2. vereinbart, daß der Index i immer von $1, 2, \dots, N$ läuft. Weiterhin wird die Existenz der entstehenden inversen Matrizen vorausgesetzt.

Als Beschreibungsmittel der linearen dynamischen Elemente seien hier nur zeitkontinuierliche Modelle auf der Grundlage der Zustandsraumbeschreibung (2) bzw. der Übertragungsfunktionen (3) betrachtet.

$$\left.\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{q}}_i &= \boldsymbol{A}_i\boldsymbol{q}_i + \boldsymbol{B}_i\boldsymbol{v}_i \\ \boldsymbol{w}_i &= \boldsymbol{C}_i\boldsymbol{q}_i + \boldsymbol{D}_i\boldsymbol{v}_i \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

$$G_i(p) = \frac{W_i(p)}{V_i(p)}\,. \tag{3}$$

Für die Struktursteuerung sind Beschreibungen durch Modelle (2) wegen der Berücksichtigung der Energiespeicher zugrunde zu legen. Zur Berechnung dynamischer Vorgänge sind die Modelle (3) nicht geeignet, da allgemein die Energiespeicher zum Zeitpunkt von Strukturumschaltungen nicht leer sind. Der hier vorgestellte Beschreibungsalgorithmus ist jedoch einheitlich für beide Modellformen anwendbar.

Die genannte Aufgabenstellung wird, ausgehend von einem in [14] hergeleiteten Dekompositions-Kompositions-Algorithmus, der für die hier interessierende Zielstellung erweitert wird, gelöst. Man erhält so allgemeine (aggregierte) Modelle, aus denen konkrete Modelle und Strukturmodelle ableitbar sind.

2.1. Allgemeine Modelle

Es sind folgende drei Schritte auszuführen:

- Dekomposition des Systems in die Elementemenge und die Struktur
- Einbeziehen der Logikabhängigkeit in die Struktur
- Komposition des logikabhängigen Systems.

a) Dekomposition des Systems

Die Zerlegung erfolgt auf der Grundlage der Beziehung (1). Während die Elementemenge M bereits in mathematischer Form mit den Modellen (2) oder (3) vorliegt, ist die Struktur $\boldsymbol{R}_l$ nur graphisch als Signalflußbild gegeben. Im Hinblick auf die Aufgabenstellung ist aber eine mathematische Beschreibung erforderlich. Diese erfolgt durch vier Koppelmatrizen:

(p, s) — Elemente-Koppelmatrix $\boldsymbol{S}^A$ für Kopplungen $\boldsymbol{w} \Rightarrow \boldsymbol{v}$
(p, m) — Eingangs-Koppelmatrix $\boldsymbol{S}^B$ für Kopplungen $\boldsymbol{u} \Rightarrow \boldsymbol{v}$
(r, s) — Ausgangs-Koppelmatrix $\boldsymbol{S}^C$ für Kopplungen $\boldsymbol{w} \Rightarrow \boldsymbol{y}$
(r, m) — Durchgangs-Koppelmatrix $\boldsymbol{S}^D$ für Kopplungen $\boldsymbol{u} \Rightarrow \boldsymbol{y}$.

Die Gesamtheit dieser Kopplungen wird mit der $(p + r, s + m)$-System-Koppelmatrix $\boldsymbol{S}^S$ erfaßt:

$$\boldsymbol{S}^S = \begin{pmatrix} \boldsymbol{S}^A & \boldsymbol{S}^B \\ \boldsymbol{S}^C & \boldsymbol{S}^D \end{pmatrix}. \tag{4}$$

Die Koppelmatrix (4) beschreibt die möglichen Kopplungen im System bei den zugrunde gelegten Mischstellen (siehe Bild 4) vollständig. Es läßt sich zeigen, daß alle anderen Kopplungen ($\boldsymbol{y} \Rightarrow \boldsymbol{v}$, $\boldsymbol{v} \Rightarrow \boldsymbol{v}$, $\boldsymbol{v} \Rightarrow \boldsymbol{y}$, $\boldsymbol{y} \Rightarrow \boldsymbol{y}$) auf die Kopplungen von (4) zurückzuführen sind.

Die gesamte Dekomposition erfolgt zweckmäßig mit einem Schema nach Bild 3, das [15] entnommen und in zwei Punkten

- Berücksichtigung von Mehrgrößenelementen
- Berücksichtigung einer Durchgangs-Koppelmatrix $\boldsymbol{S}^D$

erweitert wurde. Damit sind auch große Systeme übersichtlich zerlegbar.

Im Elementeblock M werden alle dynamischen Elemente des Systems diagonal aufgelistet. Das sind Blöcke entsprechend Bild 2 mit dynamischem Verhalten. Blöcke mit statischem Verhalten (P_0-Glieder) werden im Interesse einer niedrigen Systemordnung des komponierten Systems in die Elemente der Koppelmatrizen einbezogen. Die dargestellten Kästchen für die Koppelmatrizen enthalten alle Verbindungsmöglichkeiten zwischen den interessierenden Signalen in Form von Kreuzungspunkten. In diese sind durch Verfolgen des Signalflusses von Bild 2 (oder übersichtlicher anhand des entsprechenden Signalflußgraphen) alle von Null verschiedenen Koppelfaktoren einzutragen. Die Kreuzungspunkte werden somit selbst durch Matrizen entsprechenden Formats charakterisiert. Mit Koppelschaltern steuerbare Kopplungen erfaßt man nach b).

b) Einbeziehung der Logikabhängigkeit in die Struktur

Die logische Steuerung des dynamischen Verhaltens des Systems Σ erfolgt über q Koppelschalter P_k $(k = 1, 2, \dots, q)$, die die Energie-, Stoff- oder Informationskopplung (allgemein die Kopplung) im dynamischen System schaltend beeinflussen, wobei aus automatisierungstechnischer Sicht auch bei den energetischen oder stofflichen Kopplungen nur die informationelle Seite interessiert. Beispiele für Koppelschalter sind:

- elektrische oder elektronische Schalter für Energien
- binäre Zweipunkt-Stellglieder für Stoffströme
- „Software"-Schalter für Informationen.

Alle über Koppelschalter P_k mit logischen Signalen l_k $(k = 1, 2, \dots, q)$ gesteuerten Kopplungen werden mit logikabhängigen Koppelfaktoren $K^j(l_k)$ beschrieben. Dabei ist j der Laufindex für die Anzahl von s_k Kopplungen, die mit dem k-ten Schalter gesteuert werden $(j = 1, 2, \dots, s_k)$. Für einen einpoligen Umschalter gilt z. B. $s_k = 2$. Das l_k ist der Wert der logischen Variablen, für den der Koppelfaktor verschieden von Null ist. Damit kann festgelegt werden:

Für alle P_k:

$$\text{wenn } K^j(l_k) \begin{Bmatrix} \neq 0 & \text{für} & l_k = \mathrm{L} \\ = 0 & \text{für} & l_k = \mathrm{H} \end{Bmatrix} \text{ist, dann gilt: } K^j(l_k) := K^j(\bar{l}_k)\,,$$

$$\text{wenn } K^j(l_k) \begin{Bmatrix} \neq 0 & \text{für} & l_k = \mathrm{H} \\ = 0 & \text{für} & l_k = \mathrm{L} \end{Bmatrix} \text{ist, dann gilt: } K^j(l_k) := K^j(l_k)$$

mit: $k = (1, 2, \dots, q); j = (1, 2, \dots, s_k)$.

Diese Definition gilt allgemein für einzelne logikabhängige Kopplungen oder für eine Serienschaltung solcher Kopplungen an einer Koppelstelle. Für den praktischen Gebrauch kann bei ausreichender Klarheit auf den Index j verzichtet werden.

c) Komposition des logikabhängigen dynamischen Systems

Die Systembeschreibung kann jetzt anhand der Mischstellenbilanzen von Bild 3 erfolgen. Eine übersichtlichere Darstellung als Matrix-Signalflußbild zeigt Bild 4.
Der Elementeblock M wird im Fall von (2) wie folgt beschrieben:

$$M: \left.\begin{aligned} \dot{q} &= A_D q + B_D v \\ w &= C_D q + D_D v \end{aligned}\right\} \text{mit} \left\{\begin{aligned} A_D &= \operatorname{diag} A_i, B_D = \operatorname{diag} B_i \\ C_D &= \operatorname{diag} C_i, D_D = \operatorname{diag} D_i . \end{aligned}\right\} \quad (5)$$

Aus Bild 4 entnimmt man:

$$\left.\begin{aligned} v &= S^A w + S^B u \\ y &= S^C w + S^D u . \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

Nach Einsetzen und Umformen folgen aus (5) und (6) die Systemgleichungen:

$$\left.\begin{aligned} \dot{q} &= [A_D + B_D(I - S^A D_D)^{-1} S^A C_D]\, q + B_D(I - S^A D_D)^{-1} S^B u \\ y &= S^C(I - D_D S^A)^{-1} C_D q + [S^C(I - D_D S^A)^{-1} D_D S^B + S^D]\, u . \end{aligned}\right\} \quad (7a)$$

I ist die Einheitsmatrix passenden Formats. Die Dimensionen aller anderen Matrizen sind aus Bild 4 abzulesen. Sind sämtliche dynamische Elemente nicht sprungfähig, dann gilt $w = C_D q$, und die Gleichungen vereinfachen sich wesentlich:

$$\left.\begin{aligned} \dot{q} &= [A_D + B_D S^A C_D]\, q + B_D S^B u \\ y &= S^C C_D q + S^D u . \end{aligned}\right\} \quad (7b)$$

In Kurzform lauten die Systemgleichungen eines logikabhängigen dynamischen Systems:

$$\left.\begin{aligned} \dot{q} &= A_l q + B_l u \\ y &= C_l q + D_l u . \end{aligned}\right\} \quad (7c)$$

Darin sind A_l die (n, n)-Systemmatrix, B_l die (n, m)-Steuermatrix, C_l die (r, m)-Beobachtungsmatrix und D_l die (r, m)-Durchgangsmatrix. Der Index l kennzeichnet die mögliche Logikabhängigkeit dieser Matrizen.
Bei Beschreibung der Elemente durch Übertragungsfunktionen (3) wird die Menge der Elemente M durch

$$G_D = \operatorname{diag} G_i \quad (8)$$

zusammenfassend dargestellt.
Aus Bild 4 folgen die Gleichungen:

$$\left.\begin{aligned} V(p) &= S^A W(p) + S^B U(p) \\ Y(p) &= S^C W(p) + S^D U(p) , \end{aligned}\right\} \quad (9)$$

so daß aus (8) und (9) das Eingangs-/Ausgangsverhalten des Systems mit

$$Y(p) = [S^C(I - G_D(p)\, S^A)^{-1}\, G_D(p)\, S^B + S^D]\, U(p) \quad (10)$$

folgt.
Für die zeitdiskreten Entsprechungen zu (2) und (3) entstehen zu (7) und (10) analoge Formen der Systembeschreibung. Die Gleichungen (7) und (10) gelten nicht während der Umschaltmomente der Struktur.

2.2. Konkrete Modelle

(7) oder (10) modellieren ein allgemeines (aggregiertes) logikabhängiges dynamisches System. Für jeden Wert des Vektors l entsteht daraus ein konkretes Modell im Sinne der üblichen Systembeschreibung. Folglich fassen (7) oder (10) alle konkreten Modelle zusammen. Das läßt sich mathematisch wie folgt formulieren:
Alle konkreten Modelle sind in einer Menge N enthalten:

$$N = \{n_0, n_1, \dots, n_v\} . \quad (11)$$

N endliche Menge konkreter Modelle; card $(N) \geq 2$; $v \leq 2^q - 1$; q Anzahl der von q logischen Signalen l_k gesteuerten Koppelschalter P_k $(k = 1, 2, \dots, q)$

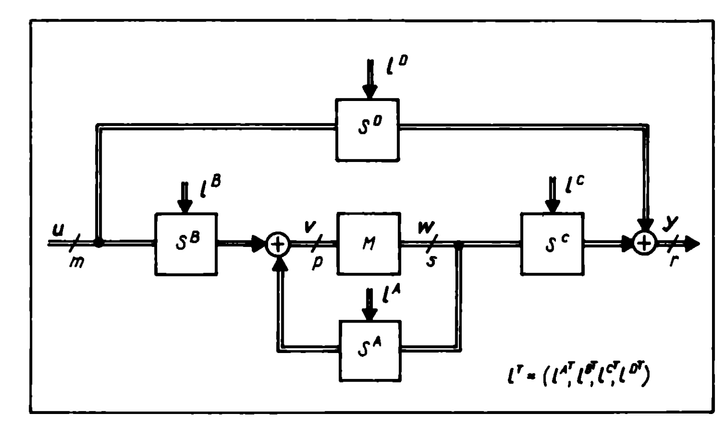


Bild 4. Matrix-Signalflußbild des dekomponierten Systems

Folglich entsteht für jeden Wert des Vektors $l = (l_1, l_2, \dots, l_q)$ ein Mengenelement $n_p \in N$. Da nicht für jede Kombination der Schalterstellungen der Koppelschalter ein unterschiedliches Modell entstehen muß, kann ein $n_p \in N$ zu mehreren Werten von l gehören.
Für die praktische Anwendung der Struktursteuerung ist aber nur eine im allgemeinen kleine Teilmenge $N_T \subseteq N$ nutzbar. Die Teilmenge N_T und die Festlegung von Elementen $n_m \in N_T$ hängen von der konkreten Automatisierungsaufgabe ab. N_T enthält alle Modelle, die zum Lösen der Automatisierungsaufgabe zulässig und sinnvoll sind.
Für die Reihenfolge der Modelle $n_m \in N_T$ stehen alle geordneten Paare von N_T zur Verfügung:

$$Q = N_T \times N_T = \{[n_m; n_m]: n_m \in N_T\} . \quad (12)$$

Die Kreuzmenge Q enthält alle mit gesteuerten Strukturänderungen auslösbaren Modell- bzw. Strukturübergänge. Daraus sind wiederum nach dem o. g. Prinzip die zulässigen und sinnvollen Modellübergänge als Teilmenge $Q_T \subseteq Q$ auszuwählen. Die Teilmenge Q_T beschreibt das technologisch mögliche Gesamtverhalten des Systems Σ. Aufgabe des Logiksystems ist dann das situationsabhängige Ordnen der in Q_T enthaltenen Möglichkeiten.

2.3. Strukturmodelle

Eine effektive Methode zur Untersuchung wesentlicher Zusammenhänge großer, auf der (linearen) Zustandsraumbeschreibung basierender Systeme ist der graphentheoretische Zugang. Hierzu existieren zahlreiche Veröffentlichungen von K. Reinschke (z. B. [8] [16] und [17]). Dieser Zugang ist für die hier vorgestellten Systeme besonders bedeutsam, da dem Problem der kombinatorischen Modellvielfalt systematisch und effektiv zu begegnen ist. Das wurde von der Grundidee her bereits in [16] gezeigt.
Voraussetzung zur Anwendung dieser Algorithmen ist eine strukturelle Zustandsraumbeschreibung. Hier ist nur die Modellierung durch Strukturmatrizen betrachtet. Die Beschreibung mit Strukturgraphen folgt daraus mit Hilfe der o. g. Literatur.
Ausgangspunkt ist ein komponiertes System nach (7). Bezeichnet man mit M_l eine in (7) enthaltene zahlenmäßige Matrix A_l, B_l, C_l oder D_l, dann soll $[M_l]$ die zugehörigen Strukturmatrizen $[A_l]$, $[B_l]$, $[C_l]$, $[D_l]$ bezeichnen. Die Elemente einer solchen Booleschen Strukturmatrix $[M_l]$ entstehen aus M_l wie folgt (sinngemäß zu [17]):
Es gilt:

$$[m_{l,jk}] = \begin{cases} L, & \text{wenn } m_{l,jk} \text{ identisch verschwindet} \\ H, & \text{wenn } m_{l,jk} \text{ nicht identisch verschwindet} \\ f_l, & \text{wenn } m_{l,jk} \text{ logikabhängig identisch verschwindet} \\ & \text{oder nicht verschwindet.} \end{cases}$$

f_l bezeichnet eine logische Funktion für das Element $[m_{l,jk}]$, wenn $m_{l,jk}$ mindestens einen logikabhängigen Koppelfaktor $K^J(l_k)$ enthält. Man erhält die genaue logische Funktion, indem den logikabhängigen Koppelfaktoren die entsprechenden logischen Variablen und den arithmetischen Operationen zwischen diesen Koppelfaktoren die entsprechenden logischen Operationen zugeordnet werden.

Sinngemäß zu den Abschn. 2.1. und 2.2. ist eine Strukturmatrix $[M_1]$ ein allgemeines Strukturmodell, aus dem v konkrete Strukturmodelle $[M]_p$ ($p = 1, 2, \dots, v$) hervorgehen (vgl. (11)). Für jedes Modell $[M]_p$ sind die Algorithmen des graphentheoretischen Zugangs anwendbar.

Zusammenfassung

Gegenstand dieses Beitrages ist eine als Struktursteuerung bezeichnete Methode zur Realisierung integrierter Automatisierungssysteme. Dazu wird dem üblichen Automatisierungssystem (Basissystem) eine Entscheidungsebene übergeordnet, die zunächst von einer im Beitrag nicht näher spezifizierten logischen Steuerung realisiert wird. Über Koppelschalter im Basissystem kann durch das Logiksystem das dynamische Verhalten des Basissystems koordinierend mit Struktureingriffen gesteuert werden.

Der entscheidende Vorteil dieses Prinzips ist, daß ein zeitkontinuierliches bzw. zeitdiskretes, aus Elementen bestehendes System (Basissystem) in seinem durch Binärsignale gesteuerten Verhalten einheitlich mit diskreten, ereignisorientierten Modellen beschreibbar ist. Damit wird dem Hauptproblem integrierter Automatisierungssysteme, der hohen Komplexität, begegnet.

Eine Voraussetzung zur Modellierung großer dynamischer Systeme mit ereignisorientierten Beschreibungsmethoden ist die Darstellung des logikabhängigen Verhaltens dieser Systeme. Dafür wird für den linearen Fall ein Dekompositions-Kompositions-Algorithmus vorgestellt.

Literatur

[1] WILLIAMS, T. J.: The integrated approach to industrial control. 10th World Congress of the IFAC, Munich 1987, pp. 205—216, vol. 7.

[2] EHRLICH, H.: Steuerungskonzepte zur Automatisierung von An- und Abfahrvorgängen sowie von Umsteuerungsprozessen. 16. Herbstkurse „Technische Kybernetik", Leipzig 1985; Wiss. Berichte der TH Leipzig (1985) 15, S. 1—39.

[3] BALZER, D.; IZKOWITSCH, E. L.: Wechselwirkung zwischen Mikrorechentechnik und Automatisierungstheorie. Wiss. Berichte der TH Leipzig (1987) 5, S. 257—269.

[4] EHRLICH, H.: Flexible Automatisierungssysteme für Fließgutprozesse. In: Flexible Automatisierung von Produktionsprozessen. Berlin: VEB Verlag Technik (in Vorbereitung).

[5] SCHMIDT, G.: Was sind und wie entstehen komplexe Systeme, und welche Aufgaben stellen sie für die Regelungstechnik? Regelungstechnik 30 (1982) 10, S. 331—339.

[6] REINISCH, K.: Systemanalyse und Steuerung komplexer Prozesse: Probleme, Lösungswege, industrielle und nichtindustrielle Anwendungen. msr, Berlin 29 (1986) 5, S. 194—207.

[7] FÖLLINGER, O.: Regelung komplex strukturierter Systeme. Automatisierungstechnik 34 (1986) 4, S. 135—143.

[8] LUNZE, J.; REINSCHKE, K.: Analyse unvollständig bekannter Regelungssysteme. ZKI-Informationen (1981) 2 und 3.

[9] ALDER, J.; REINSCHKE, K.: Ein Beitrag zur Modellierung automatisch zu steuernder Prozesse. Fachtagung Automatisierung, Dresden 1988.

[10] NIESE, M.: Strukturierter Aufbau und dezentrale Führung von Produktionsanlagen. Patentschrift DD 217 334 A5 vom 9. Januar 1985, Klasse G 05 B 15/00 (51 Seiten).

[11] MAIER, G. E.; SCHAUFELBERGER, W.: A program structure based on exception for variable structure control systems. 7th Conference on digital computer applications to process control, Vienna 1985, pp. 441—446.

[12] SCHÖNFELD, R.; LAPPAT, A.; GROSSEHELWEG, J.: Verfahren zur Regelung einer Regelstrecke mit mindestens einem zeitvarianten Parameter. Patentschrift DD 215 644 A1 vom 14. November 1984, Klasse G 05 B 13/00 (15 Seiten).

[13] ISERMANN, R.; LACHMANN, K.-H.: Parameter-adaptive control with configuration aids and supervision functions. Automatica 21 (1985) 6, pp 625—638.

[14] ŽUK, K. D.; TIMČENKO, A. A.; DOLENKO, T. U.: Issledovanie struktur i modelirovanie logico-dinamičeskich sistem. (Untersuchung der Strukturen und Modellierung von logisch-dynamischen Systemen). Kiew: Naukowa dumka 1975.

[15] KORN, U.: Automatische Steuerung. 1. Lehrbrief — Zustandsraumbeschreibung. TH Magdeburg, Sektion Technische Kybernetik. Berlin: VEB Verlag Technik 1974.

[16] REINSCHKE, K.; RÖDER, M. W.; RÖSEL, G.-S.: Strukturmodell für komplexe Automatisierungsanlagen und seine Anwendung in der Kraftwerksautomatisierung. msr, Berlin 27 (1984) 1, S. 29—33.

[17] REINSCHKE, K.: Strukturelle Regelungstheorie — ein graphentheoretischer Zugang zur Theorie der automatischen Steuerung. 16. Herbstkurse „Technische Kybernetik", Leipzig 1985. Wiss. Berichte der TH Leipzig (1985) 15, S. 82—102.

[18] EHRLICH, H.: Automatisierungssysteme mit Struktursteuerung. Fachtagung Automatisierung, Dresden 1988.

msr 8862

U. Kienitz

Intelligentes Pyrometer

0. Einleitung

Die berührungslose Temperaturmessung weist gegenüber berührend arbeitenden Meßverfahren eine Reihe von Vorzügen auf, die zu einer starken Verbreitung von Pyrometern geführt haben. Das pyrometrische Grundprinzip, aus der vom Meßobjekt emittierten Strahlung auf dessen Temperatur zu schließen, setzt jedoch die Kenntnis des Emissionsgrades seiner Oberfläche voraus. Für das Ausgangssignal eines Wechsellichtpyrometers, dessen interne Vergleichsstellentemperatur der mittleren Umgebungstemperatur T_u entspricht, gilt bei der Objekttemperatur T_o eines nichttransmittierenden Objekts

$$S_n \sim \varepsilon_n L_n(T_o) + (1 - \varepsilon_n) L_n(T_u) - L_n(T_u) . \tag{1}$$

Dabei ist ε_n der Emissionsgrad im Arbeitsspektralbereich n. $L_n(T)$ stellt den aus dem Planckschen Strahlungsgesetz berechenbaren und praktisch durch eine Kalibrierung am schwarzen Strahler ermittelten Zusammenhang zwischen Temperatur und Strahldichte dar. Er kann innerhalb begrenzter Temperaturintervalle durch eine Potenzfunktion beschrieben werden, so daß gilt

$$L_n(T) = a_n \cdot T^{b_n} . \tag{2}$$

Dr.-Ing. ULRICH KIENITZ (30) studierte von 1976 bis 1981 an der Sektion Elektronik-Technologie und Feingerätetechnik der TU Dresden. Von 1981 bis 1986 dort wissenschaftlicher Assistent in der Arbeitsgruppe „Infrarotmeßtechnik". 1987 Promotion A (Multispektrale Strahlungspyrometrie). Seit 1986 im VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin, dort Abteilungsleiter der Abteilung „Systemkonzeption und Meßtechnik für optoelektronische Gerätesysteme".

Treten während der pyrometrischen Messung nur Objekte mit gleichen Oberflächenemissionseigenschaften auf, kann die Berücksichtigung eines konstanten Emissionsgrades durch eine Verstärkungsänderung innerhalb der elektronischen Meßwertverarbeitung erfolgen [1]. Oftmals verändert sich jedoch der Emissionsgrad während eines technologischen Prozesses bzw. besitzen die Meßstellen ein unterschiedliches Emissionsvermögen.

Für die meisten industriellen Einsatzfälle kann die meßtechnische Aufgabenstellung folgendermaßen formuliert werden:

Es existiert eine Klasse von Meßobjekten, deren Emissionsgrad für alle auftretenden Objekttemperaturen im Intervall

$$0 < \bar{\varepsilon} - \Delta\varepsilon \leqq \varepsilon \leqq \bar{\varepsilon} + \Delta\varepsilon < 1 \qquad (3)$$

liegt. Da der aktuelle Emissionsgrad unbekannt ist, wird zunächst ein mittlerer Emissionsgrad $\bar{\varepsilon}$ angenommen. Aufgrund der Spannweite $\Delta\varepsilon$ von ε ergibt sich ein bestimmter Temperaturmeßfehler ΔT_o, den es zu verringern gilt.

Meßtechnisch kann die zufällig auftretende Abweichung von ε auch als zusätzliche Rauschgröße bei der Temperaturberechnung betrachtet werden.

Für ein Bandstrahlungspyrometer ergibt sich ein Fehler

$$\Delta T_o/T_o = (1 - (T_u/T_o)^b)/b \cdot (\Delta\varepsilon/\varepsilon)\,, \qquad (4)$$

der in der Regel den durch das Pyrometer verursachten Fehler der Strahldichtemessung um ein Vielfaches übertrifft.

Eine Möglichkeit zur Lösung dieses Problems stellt die spektrale Strahlungsmessung bei einer oder mehreren effektiven Wellenlängen und die kombinatorische Verknüpfung der Daten zu einem vom aktuellen Emissionsgrad unabhängigen Temperaturwert dar [3] und [4]. Dabei müssen stets bestimmte Vorinformationen über die Größe und/oder das Verhältnis der spektralen Emissionsgrade verarbeitet werden.

An der TU Dresden wurden mit Fourier-Spektrometern, insbesondere im Niedertemperaturbereich, umfangreiche Emissionsgradmessungen an verschiedenen technischen Objekten durchgeführt. Diese Untersuchungen führten unter Einbeziehung der aus der Literatur bekannten Fakten zu folgenden Erkenntnissen:

1. Der Emissionsgrad, insbesondere von Metallen, ist stark von meßfallspezifischen Einflußfaktoren, wie Bearbeitungszustand, Oxidstärke usw., abhängig. Die von vielen Herstellern angebotenen Emissionsgradtabellen können deshalb nur bedingt angewandt werden.

2. Die Annahme grauer Körper bzw. linearer Zusammenhänge zwischen Emissionsgrad und Wellenlänge ist nur in seltenen Fällen bei größerem spektralem Abstand der Meßkanäle gerechtfertigt [5]. Dies erklärt die geringe Verbreitung von Verhältnispyrometern außerhalb des Hochtemperaturbereiches.

3. Aus entsprechenden Emissionsgradmessungen können jedoch auf den Meßfall zugeschnittene bandstrahlungs- bzw. verhältnispyrometrische Meßverfahren abgeleitet werden. Ein erstes Lösungskonzept sah deshalb die Messung spezieller Materialproben an Emissionsgradmeßplätzen des Pyrometerherstellers vor. Auf der Grundlage entsprechender Meßwerte kann danach die Produktion kundenspezifischer Bandstrahlungs- bzw. Verhältnispyrometer mit geeigneten Spektralbereichen und Verarbeitungsalgorithmen erfolgen [2] und [6].

Günstiger für den potentiellen Anwender ist jedoch die gerätetechnische Integration eines Emissionsgradmeßgerätes, eines intelligenten Analysators und eines herkömmlichen Pyrometers in einem sogenannten Teach-in-Pyrometer. Die dazu notwendigen technischen Voraussetzungen sind durch den Einsatz leistungsfähiger Mikrorechner in Pyrometern und durch effektivere und damit kostengünstigere Technologien in der Sensor- und Filterherstellung gegeben.

1. Teach-in-Pyrometer

Ein derartiges „lernendes" Pyrometer setzt stets reproduzierbare Meßprozesse voraus. Es besteht aus einem in mehreren Spektralkanälen arbeitenden Pyrometer, einem Mikrorechner und gegebenenfalls einem Oberflächentemperaturfühler. Bei dem in Gemeinschaftsarbeit zwischen der TU Dresden und dem VEB Meßgerätewerk „Erich Weinert" Magdeburg entwickelten Meßgerät wurden 6 Spektralkanäle, von denen 5 für Messungen im Niedertemperaturbereich signifikant sind, verwendet.

Tafel 1. ε-**Matrix nach dem Einlernen der im Bild 1 dargestellten Materialien**

	Material: Siliziumwafer		
	Parameter: Polysiliziumschichtdicke in nm		
Spektralkanal in µm	230	340	420
	Emissionsgrad		
3,0 — 4,1	0,42	0,39	0,32
4,3 — 5,0	0,43	0,38	0,33
4,3 — 5,75	0,37	0,31	0,24
7,6 — 9,75	0,54	0,52	0,53
9,75—16,0	0,46	0,45	0,45

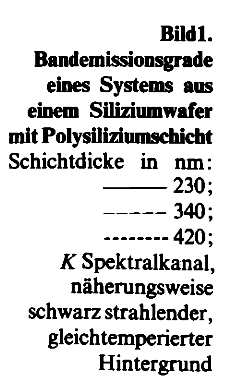
Tafel 2. ε-**Matrix nach dem Einlernen der im Bild 2 dargestellten Proben**

	Material: Stahl					
	Parameter: Anlaßtemperatur in °C					
Spektralkanal in µm	20	360	380	400	450	500
	Emissionsgrad					
3,0 — 4,1	0,16	0,49	0,71	0,70	0,70	0,70
4,3 — 5,0	0,14	0,35	0,64	0,72	0,70	0,67
4,3 — 5,75	0,13	0,36	0,67	0,71	0,69	0,68
7,6 — 9,75	0,09	0,15	0,31	0,56	0,74	0,64
9,75—16,0	0,07	0,09	0,19	0,35	0,61	0,59

1.1. Emissionsgradmessung

Die Kalibrierung des Pyrometers auf den speziellen Meßfall erfolgt in einem Teach-in-Vorgang durch eine multispektrale Emissionsgradmessung. Dazu werden die Strahldichten aller für den aktuellen Meßfall relevanten Materialien bei einer mittleren Temperatur $\bar{T}_o$ des Betriebstemperaturbereiches gemessen. Die Temperaturabhängigkeit des Emissionsgrades wird innerhalb des Betriebstemperaturbereiches vernachlässigt. Anderenfalls müssen die entsprechenden Meßobjekte bei mehreren Temperaturen „eingelernt" werden. Die Information über die zur Berechnung der Bandemissionsgrade notwendige Objekttemperatur kann

— mit einem an das Pyrometer angeschlossenen Oberflächentemperaturfühler



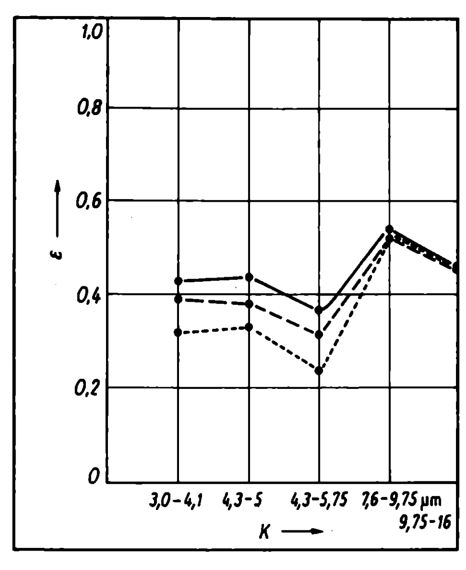


Bild 1. Bandemissionsgrade eines Systems aus einem Siliziumwafer mit Polysiliziumschicht
Schichtdicke in nm: ——— 230; ----- 340; -------- 420; *K* Spektralkanal, näherungsweise schwarz strahlender, gleichtemperierter Hintergrund

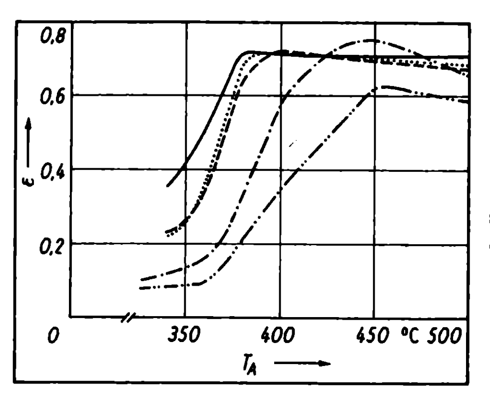


Bild 2. Bandemissionsgrade von Stahlproben in Abhängigkeit von der Anlaßtemperatur T_A, der sie ausgesetzt wurden
Spektralkanal in µm:
——— 3,0—4,1;
----- 4,3—5,0;
········ 4,3—5,75;
—·— 7,6—9,75;
—··— 9,75—16,0

— aus der pyrometrischen Messung einer gleichtemperierten Vergleichsfläche mit bekanntem Emissionsgrad
— aus einer entsprechenden Tastatureingabe

gewonnen werden. Die Bandemissionsgrade werden in einer ε-Matrix, deren Spalten die Emissionsgrade eines Materials und deren Zeilen die Emissionsgrade eines Spektralkanals enthalten, gespeichert (Tafeln 1 und 2). Handelt es sich bei den eingelernten Materialien um Zwischenzustände eines kontinuierlichen physikalischen Prozesses (z. B. einer Oxidation), kann die Zahl der Spalten bzw. Materialien durch lineare Interpolation rechnerisch vergrößert werden. Damit wird innerhalb der ε-Matrix ein quasistetiger Verlauf des Bandemissionsgrades erzeugt. Physisch kann die Speicherung der Emissionsgrade in einem batteriegestützten CMOS-RAM erfolgen, so daß der Datenerhalt auch bei ausgeschaltetem Pyrometer gesichert ist.

1.2. Intelligenter Analysator und Pyrometer

Der Mikrorechner analysiert nun die nach dem Teach-in-Vorgang vorliegende ε-Matrix und wählt dabei die hinsichtlich des Temperaturmeßfehlers optimale Betriebsart aus. Nach anschließender Spezifizierung der Meßparameter arbeitet das Meßgerät als ein vom Emissionsgrad weitgehend unabhängiges Pyrometer. Prinzipiell wird zwischen den Betriebsarten

— Bandstrahlungspyrometer
— Extremwertpyrometer
— intelligentes Multispektralpyrometer

unterschieden.

1.2.1. Bandstrahlungspyrometer

Es wird zunächst untersucht, ob ein Spektralkanal existiert, in dem sich die Bandemissionsgrade nur unwesentlich unterscheiden. Auswahlkriterium ist, ob der minimale Temperaturmeßfehler einen bestimmten Grenzwert γ unterschreitet

$$\min_n \{(\Delta T_0/T_0)_n = (k/L_n(\bar{T}_0) + (1 - (T_u/\bar{T}_0)^{b_n})\, \Delta\varepsilon_n)/(b_n\bar{\varepsilon}_n)\} < \gamma\,. \quad (5)$$

Dabei ist k eine durch die Detektivität des Pyrometers bestimmte Konstante.
Wird (5) erfüllt, arbeitet das Pyrometer im eigentlichen Meßbetrieb nur noch im betreffenden Spektralkanal n mit dem mittleren Emissionsgrad $\bar{\varepsilon}$. Zur Veranschaulichung wurde im Bild 1 der Inhalt der ε-Matrix nach Messung von 3 Siliziumwafern dargestellt. Auf den Wafern waren in unterschiedlicher Stärke Polysiliziumschichten abgeschieden worden. Wegen der guten Übereinstimmung der Emissionsgrade wurde bei dieser ε-Matrix die Betriebsart „Bandstrahlungspyrometer" im Spektralkanal von 9,75 bis 16 µm mit einem Emissionsgrad von 0,45 gewählt.

1.2.2. Extremwertpyrometer

Diese Betriebsart kann bei ε-Matrizen angewendet werden, bei denen bei jedem Material mindestens ein Bandemissionsgrad (eines beliebigen Spektralkanals) näherungsweise 1 ist. Dann kann bei der aktuellen Messung durch eine Berechnung der maximalen Temperatur aller Spektralkanäle für $\varepsilon_n = 1$ jeweils die wahre Objekttemperatur ermittelt werden. Dabei wird vorausgesetzt, daß eventuell transmittierende Hintergrundstrahlung kleiner bzw. gleich der vom Material bei $\varepsilon = 1$ emittierten Strahlung ist. Diese Meßmethode ist insbesondere für die Messung von Materialien mit Absorptionsbanden, beispielsweise von Glas und Plastwerkstoffen, bedeutsam.

1.2.3. Intelligentes Multispektralpyrometer

Nach ersten praktischen Erfahrungen ist diese Betriebsart für den größten Teil der Meßfälle relevant. Sie soll zunächst an einem praktischen Beispiel erläutert werden. Die Bilder 2 und 3 zeigen die Veränderung der Bandemissionsgrade von Stahl in Abhängigkeit von der Anlaßtemperatur für verschiedene Spektralkanäle bei einer Einlerntemperatur von 170 °C.
Man erkennt in jedem Spektralkanal eine stetige, aber mit jeweils spezifischem Anstieg verlaufende Erhöhung des Emissionsgrades. Die Anwendung verhältnispyrometrischer Meßmethoden mit fest eingestelltem Emissionsgradverhältnis würde hier zu erheblichen Meßfehlern führen [7]. Beim intelligenten Multispektralpyrometer wird deshalb das Emissionsgradverhältnis entsprechend den Werten der ε-Matrix verändert. Dazu wird das Prinzip der spektralen Mustererkennung genutzt: Im eigentlichen Meßbetrieb muß stets eine der Spalten der ε-Matrix dem aktuell vorliegenden Meßobjekt zugeordnet werden. Das geschieht durch Division der Ausgangssignale S_n jedes Spektralkanals n durch hypothetisch angenommene Emissionsgrade ε_{in} der Spalte i:

$$T_{oin} = f(S_n/\varepsilon_{in})\,. \quad (6)$$

i hypothetisches Material; n Spektralkanal

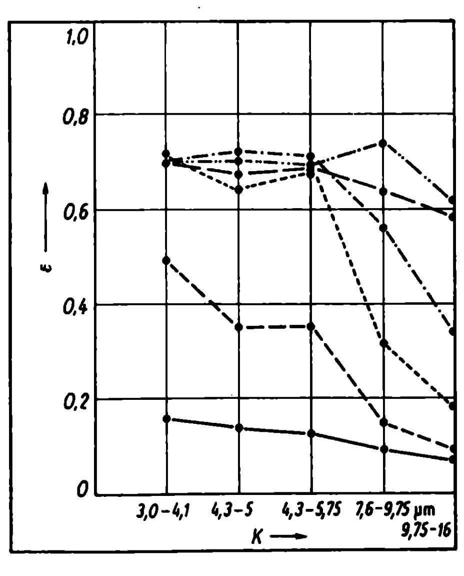


Bild 3. Bandemissionsgrade der Stahlproben aus Bild 2
Anlaßtemperatur in °C:
——— 20;
----- 360;
------ 380;
—·— 400;
—··— 450;
— — 500

Wie in (6) angedeutet, werden aus den Pyrometersignalen mit Hilfe der Schwarzstrahler-Kalibrierkennlinien zu jedem hypothetisch angenommenen Material i hypothetische Objekttemperaturen T_{oin} ermittelt. Deren gewichtete Streuung $\sigma(T_{oi})$ ist ein Maß für die Übereinstimmung des eingelernten Meßobjekts der Spalte i mit dem aktuellen Objekt. Als Auswahlkriterium zur Identifizierung des Materials kann somit eine minimale Streuung angegeben werden:

$$\min_i \left\{\sigma(T_{0i}) = \sum_n w_{in} T_{0in}^2 \Big/ \sum_n w_{in} - \left(\sum_n w_{in} T_{0in} \Big/ \sum_n w_{in}\right)^2\right\}.$$

w_{in} sind dabei Wichtungsfaktoren, die durch die Temperaturauflösung jedes Spektralkanals und durch die Belegung der aktuellen ε-Matrix bestimmt werden.
Im eigentlichen Meßbetrieb wird die durch (6) und (7) beschriebene Berechnungsvorschrift zyklisch mit stets aktualisierten Strahlungsdichtemeßwerten S_n durchlaufen.
Nach der Teach-in-Phase kann die ε-Matrix unter Einbeziehung von (6) und (7) auf Mehrdeutigkeiten hin untersucht werden. Dabei wird ermittelt, ob innerhalb des Betriebstemperaturbereiches Emissions-

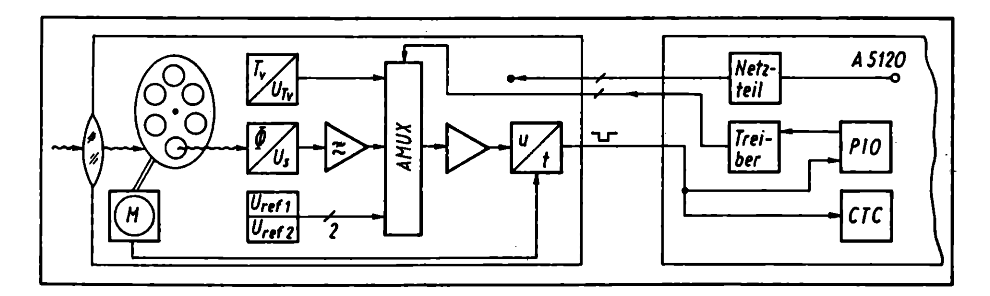


Bild 4.
Blockschaltbild des Teach-in-Pyrometers

spektren eines Materials x bei der Temperatur T_{ox} existieren, die denen eines Materials y bei einer anderen Objekttemperatur T_{oy} entsprechen. Treten solche Mehrdeutigkeiten auf, wird zur Temperaturberechnung ein mittlerer Emissionsgrad verwendet. Mit steigender Zahl von Spektralkanälen sinkt die Wahrscheinlichkeit mehrdeutiger Lösungen. Gleichzeitig verringert sich aber auch die Temperaturauflösung des Pyrometers bei steigendem Herstellungsaufwand, so daß hier eine gewisse Optimierung hinsichtlich der Anzahl der Spektralkanäle durchgeführt werden mußte [8].

2. Hard- und Softwareaspekte — Meßergebnisse

Bild 4 zeigt das Blockschaltbild des Pyrometers, das über digitale Daten- und Steuerleitungen mit einem Bürocomputer A 5120 verbunden ist. Über eine geeignete Interfacekopplung kann aber auch jeder andere 8-bit-Mikrorechner angeschlossen werden. Die Objektstrahlung gelangt über eine KRS-5-Linsenoptik und ein Filterrad zu einem pyroelektrischen Lithiumniobatsensor. Dessen Ausgangssignal wird bandbegrenzt verstärkt über einen rechnergesteuerten Analogschalter einem Spannungs/Zeit-Wandler zugeführt, der dem Mikrorechner ein pulslängenmoduliertes Ausgangssignal übermittelt. Zwei Referenzspannungen dienen der Kalibrierung des Spannungs/Zeit-Wandlers. Zur Ermittlung der Vergleichsstellentemperatur T_v ist im Meßkopf ein entsprechender Sensor eingebaut, der zyklisch abgefragt wird.

Die maximale Meßfrequenz des Pyrometers ist durch die Umdrehungsgeschwindigkeit des Filterrades auf etwa 5 Hz festgelegt. Die 6 Spektralkanäle wurden am schwarzen Strahler im Intervall von 80 bis 320 °C kalibriert. Der absolute Temperaturmeßfehler am schwarzen Strahler lag unter 2 K bei einer Temperaturauflösung von 0,2 K.

Die Software realisiert alle oben genannten Systemfunktionen. Durch eine effektive Assemblerprogrammierung konnte die Rechen- und damit die Meßzeit in der Betriebsart „Intelligentes Multispektralpyrometer" auf 1,2 s verringert werden. Der Meßfehler des Teach-in-Pyrometers war im gesamten Temperaturbereich für alle Materialien mit einem Emissionsgrad größer 0,2 kleiner als 5% des Meßwertes. In entsprechenden Labormessungen wurden auch andere auf den Emissionsgrad wirkende Einflußfaktoren, wie Oberflächenrauhigkeit und Verschmutzungsgrad von Aluminium-, Messing- und Stahloberflächen, untersucht. Gegenüber einem einfachen Band- bzw. Gesamtstrahlungspyrometer konnte der Meßfehler in allen Fällen mit reproduzierbarer Emissionsgradänderung erheblich reduziert werden.

Zusammenfassung

Ein Teach-in-Pyrometer vereinigt das Prinzip der multispektralen Strahlungsmessung mit dem der meßfallspezifischen Kalibrierung. Nach einer Emissionsgradanalyse des aktuellen Meßproblems werden in diesem Meßgerät automatisch optimale Spektralbereiche bzw. Verarbeitungsalgorithmen verwendet. Dies führt zu einer erheblichen Verringerung des durch die Veränderung des Emissionsgrades hervorgerufenen Meßfehlers. Neben der Temperatur kann der aktuell vorliegende Emissionsgrad als weiterer Prozeßparameter verwendet werden. Weitere Entwicklungen sind unter anderem auf eine Erweiterung des Temperaturmeßbereiches und eine Automatisierung des Teach-in-Vorganges gerichtet.

Literatur

[1] Lienewbg, F.: Handbuch der technischen Temperaturmessung. Braunschweig: Fr. Vieweg & Sohn GmbH 1976.

[2] Kienitz, U.: Multispectral emittance measurements to increase the accuracy of pyrometers. Proceedings of the 12. IMEKO-Symposium "The problems of present day radiation pyrometry", Moskau 1986.

[3] Svet, D. Ya.: The problems of radiation pyrometry and some new possibilities of their solution. Proceedings of the 8. IMEKO-Congress "Measurement for progress in science and technologys", Section II, 1979.

[4] Gardener, J. L.; Jones, T. P.; Sainty, W. G.: Induced-transmission interference filter array for multiwavelength pyrometry. Appl. Optics 21 (1982) 7, S. 1259—1261.

[5] Clarke, F. J. J.; Larkin, J. A.: Measurement of total reflectance, transmittance and emissivity over the thermal IR spectrum. Infr. Physics 25 (1985) 1/2, S. 359—367.

[6] Batuello, M.: A simple apparatus for measuring the normal spectral emissivity in the temperature range 600—1000 °C. Proceedings of 2. Symposium: "Temperature measurement in industry and science", Suhl 1984.

[7] Wörner, G.; Neuer, G.; Güntert, F.: Emittance measurement on oxidizing metals and application of the results at hot rolling of steel. Universität Stuttgart, Institut für Kernenergetik und Energiesysteme 1983.

[8] Schau, H. C.: Spectral discrimination. Infr. Physics 24 (1981) 2, S. 65—78.

Verehrte Leser und Autoren!

Bitte richten Sie sich bei der Erarbeitung von Beiträgen für die msr unbedingt nach unseren aktuellen Manuskripthinweisen, die Sie im Heft 1 jedes Jahrganges finden können. Auf Wunsch schicken wir Ihnen die Manuskripthinweise zu.

Ihre Redaktion msr

M. Peschel, W. Mende, St. Lischke, F. Breitenecker

Dynamische Zerlegungen von Modellen — die Rolle einer Referenzdynamik bei der Simulation

0. Einleitung

Bei der Simulation von Systemen gewöhnlicher Differentialgleichungen auf Mikrorechnern kommt es auf eine hohe Effektivität der Abarbeitung der entsprechenden numerischen Prozesse an.
Im Beitrag wird ein Vorschlag unterbreitet, den Aufwand der numerischen Prozesse zu senken, indem das vorliegende dynamische System in eine sogenannte Referenzdynamik und einen statischen Anteil zerlegt wird. Dabei soll es möglich sein, die Referenzdynamik aufwandsarm und genau zu simulieren. Der statische Anteil wird dann in einer Art Schrittweitensteuerung zur Wirkung gebracht.
Natürlich ist das kein Allheilmittel, weil sich unter besonderen Bedingungen bei inkrementalen Zeiten numerische Fehler akkumulieren können.
Bei der hier vorgeschlagenen Methode werden in den Triebkräften für die verschiedenen Zustandsgrößen gemeinsame Terme gesucht, um durch spezielle Wahl dieser Terme zu einer Referenzdynamik zu gelangen. Die reale Dynamik ist nur eine Deformation davon, die zeitlich taktabhängig, d. h. zeitlich lokal, vorgenommen wird.
Dieses Herangehen ist für die Simulation außerordentlich bedeutsam, da man nunmehr nur noch die Referenzdynamik mit hoher Genauigkeit errechnen muß, während die reale Dynamik sich durch taktabhängige Skalierung der Zeit daraus unmittelbar ergibt. Mit dieser Methode kann man komplizierte und sehr unterschiedliche nichtlineare Dynamiken auf Normbewegungen zurückführen, die vielleicht eine ähnliche Rolle spielen wie die Normalschwingungen eines mehrdimensionalen mechanischen Systems.

1. Erleichterung der Systemsimulation durch Heraushebung eines Referenzsystems

Die Methode soll in ihrer reinen Form beschrieben werden, natürlich ist eine Vielzahl von Modifikationen möglich.
Es wird angenommen, daß das gegebene Differentialgleichungssystem in folgender Weise geschrieben werden kann:

$$\mathrm{d}x_i/\mathrm{d}t = g_i(x_1, x_2, \dots, x_n, y) \cdot CO .$$

Dabei ist CO ein gemeinsames Glied, im allgemeinen also eine nichtlineare statische Funktion aller beteiligten Variablen

$$CO = H(x_1, x_2, \dots, x_n, y) .$$

Es wird $CO = 1$ gesetzt und dadurch, sozusagen als Kerndynamik, ein Referenzsystem mit der Gleichung

$$\mathrm{d}x_{ri}/\mathrm{d}t = g_i(x_{r1}, x_{r2}, \dots, x_{rn}, y) , \qquad i = 1, 2, \dots, n ,$$

definiert.
Mit einem genauen und stabilen numerischen Verfahren, wird nun schrittweise diese Referenzdynamik simuliert, wobei als aktuelle Schrittweite die Größe $D(i) = D_r/CO$ gewählt wird. Gemäß dieser zeitlich getakteten inkrementalen nichtlinearen Zeitskalierung werden offenbar nur noch die bei der Simulation der Referenzdynamik erhaltenen Werte über der Zeitskale aufgetragen, die sich durch die Rekursion

$$Zeit = Zeit + D(i)$$

ergibt.
Diese Referenzbewegung ist eine Art Normalbewegung. Sie ist allein wertbestimmend.
Es ist ganz offensichtlich, daß man die Trajektorien des ursprünglichen Gesamtsystems als frequenzmodulierte Trajektorien des Referenzsystems entsprechend folgender Überlegung interpretieren kann:

$$x_{ri}(t) , \qquad i = 1, 2, \dots, n ,$$

seien die Trajektorien des Referenzsystems (häufig in analytisch geschlossener Form zu gewinnen). Dann ergeben sich die Trajektorien des vollen Systems in folgender Weise

$$x_i(t) = x_{ri}(F(t)) , \qquad i = 1, 2, \dots, n ,$$

mit der Frequenzmodulationsfunktion $F(t)$, die der Bedingung

$$f(t) = \mathrm{d}F(t)/\mathrm{d}t = CO = H(x_1, x_2, \dots, y)$$

genügt.

2. Dynamische Zerlegungen des Evolon und seiner Verallgemeinerungen [1] bis [6]

Das in [1] erstmalig vorgeschlagene Wachstumskonzept (Evolon)

$$\mathrm{d}x/\mathrm{d}t = K \cdot x^k \cdot (B^w - x^w)^l$$

ist sehr gut geeignet für die Modellierung von Wachstumsprozessen unter Bedingungen intensiver Wechselwirkung.
Die in Abhängigkeit von den Parameterwerten auftretende Steifheit der definierten Differentialgleichung erwies sich bisher als ein Hindernis für eine zuverlässige Simulation des Verhaltens. Hier wird ein neues Konzept der analytischen Beschreibung des Evolon mit Hilfe der Frequenzmodulation vorgeschlagen und zugleich auf Verallgemeinerungen des Evolon angewendet, die mehr als einen Dämpfungsterm besitzen.
Dieses Konzept gestattet, die Steifheit bei der Simulation völlig zu überwinden und bietet zugleich Möglichkeiten für neue Verfahren der Parameteridentifikation des Evolon an.

2.1. *Frequenzmodulation der Kreisbewegung*

Eine frequenzmodulierte Kreisbewegung genügt den Gleichungen

$$x(t) = \sin(F(t))$$
$$y(t) = \cos(F(t))$$

mit der Modulationsfunktion $F(t)$, für die stetige Differenzierbarkeit vorausgesetzt werden soll.

Prof. Dr. rer. nat. habil. MANFRED PESCHEL (56) studierte von 1951 bis 1957 Mathematik an der Humboldt-Universität zu Berlin. Anschließend bis 1960 im Funkwerk Köpenick und von 1960 bis 1963 im früheren Deutschen Amt für Material- und Warenprüfung tätig. 1963 bis 1966 Humboldt-Universität zu Berlin, Mitbegründer des dortigen Rechenzentrums. 1966 Promotion A. 1966 Berufung zum o. Professor für Regelungstechnik an die TH Karl-Marx-Stadt. 1970 Habilitation. Von 1972 bis 1986 Leiter des Forschungsbereichs Mathematik-Kybernetik an der AdW der DDR. Seitdem Abteilungsleiter im Zentrum für Wissenschaftlichen Gerätebau der AdW der DDR. Korrespondierendes Mitglied der AdW der DDR.

Dipl.-Math. WERNER MENDE (54) studierte von 1953 bis 1960 Mathematik. Anschließend bis 1971 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Reine Mathematik der AdW, von 1972 bis 1973 in der Kommission für Umweltforschung. Seit 1974 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Geographie und Geoökologie der AdW.

Dipl.-Ing. STEFFEN LISCHKE (27) studierte von 1981 bis 1986 Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik an der TH Karl-Marx-Stadt. Im Anschluß daran wissenschaftlicher Mitarbeiter im Zentrum für Wissenschaftlichen Gerätebau der AdW.

Dipl.-Ing. Dr. techn. FELIX BREITENECKER (36) studierte von 1971 bis 1976 an der TU Wien Technische Mathematik und Datenverarbeitung. 1975 bis 1976 Studienassistent, seit 1976 Universitätsassistent und Universitätslehrer am Institut für Technische Mathematik, Abt. Regelungstechnik, der TU Wien. Arbeitsgebiete: Optimale Steuerung, Hybridrechner, Simulation und Modellbildung.

Neben $F(t)$ wird im folgenden vor allem

$$f(t) = \mathrm{d}F(t)/\mathrm{d}t$$

betrachtet. Es soll gelten $f(t) \geqq 0$, so daß $F(t)$ eine streng monoton wachsende Funktion ist, wie sonst auch die unskalierte Phase.
Für eine solche Bewegung gelten dann offensichtlich die Differentialgleichungen

$$\mathrm{d}x/\mathrm{d}t = y \cdot f(t)\,,$$

$$\mathrm{d}y/\mathrm{d}t = -x \cdot f(t)\,.$$

Diese Darstellungsmöglichkeit mit dem Frequenzfaktor $f(t)$ hat wichtige Konsequenzen hinsichtlich der Simulation der entsprechenden Bewegung in der Zeit t.
Wird nämlich die Zeit global durch $t' = F(t)$ umskaliert, so hat man es in der Zeit t' mit der üblichen Kreisbewegung zu tun. Der Kreis wird nur wegen $f(t)$ mit ungleichförmiger Geschwindigkeit durchlaufen.
Es wird eine Referenzschrittweite D' bezogen auf die Bezugsskale t' festgelegt und die Kreisbewegung nach irgendeinem schnellen und genauen Berechnungsverfahren mit der Schrittweite D' verwirklicht. Die berechneten Wertepaare (x, y) werden jedoch bezogen auf den vorhergehenden Takt nicht gemäß dem Schritt D', sondern mit dem adaptiven Schritt D aufgetragen, wobei $D = D'/f(t)$ gilt.
Es zeigt sich, daß eine gute Möglichkeit der schnellen und genauen Simulation der Kreisbewegung auf dem Additionstheorem beruht, also durch folgende Iterationsgleichungen gegeben ist (lokales Modell 2. Ordnung [7] und [8])

$$x' = x \cdot \cos(D') + y \cdot \sin(D')\,,$$

$$y' = y \cdot \cos(D') - x \cdot \sin(D')\,.$$

2.2. Darstellung des Evolon als phasenmodulierte Kreisbewegung

Ausgangspunkt ist die kompakte Schreibweise

$$\mathrm{d}x/\mathrm{d}t = K \cdot x^k \cdot (B^w - x^w)^l\,.$$

Nacheinander werden zwei Substitutionen

$$x_1 = x/B\,, \qquad \mathrm{d}x_1/\mathrm{d}t = K' \cdot x_1^k \cdot (1 - x_1^w)^l$$

mit

$$K' = K \cdot B^{(k-1+w \cdot l)}\,, \qquad x_2 = x_1^{(w/2)}$$

durchgeführt.
Ferner wird eine Hilfsvariable

$$y_2 = \sqrt{1 - x_2^2}$$

eingeführt. Dann ergeben sich die Gleichungen

$$\mathrm{d}x_2/\mathrm{d}t = (w/2) \cdot K' \cdot x_2^\varkappa \cdot y_2^\lambda \cdot y_2\,,$$

$$\mathrm{d}y_2/\mathrm{d}t = -(w/2) \cdot K' \cdot x_2^\varkappa \cdot y_2^\lambda \cdot x_2\,.$$

Dies ist gerade die angestrebte Zurückführung des allgemeinen Evolon auf die Kreisdynamik mit der Modulationsfrequenzfunktion

$$f(t) = (w/2) \cdot K' \cdot x_2^\varkappa \cdot y_2^\lambda\,.$$

Dabei werden die Hilfsparameter

$$\varkappa = 1 + (2/w)(k - 1)\,, \qquad \lambda = 2l - 1$$

eingeführt. Für $w = 2$, $l = 0{,}5$ und $k = 0$ ist offenbar der normale Sinus gerade ein Evolon und der normale Kosinus ein Antievolon.

2.3. Darstellung des Evolon mit zwei Dämpfungsgliedern durch eine Kreisbewegung

Betrachtet wird hier das verallgemeinerte kompakte Evolon mit der Gleichung

$$\mathrm{d}x/\mathrm{d}t = K \cdot x^k (B_1^{w_1} - x^{w_1})^{l_1} \cdot (B_2^{w_2} - x^{w_2})^{l_2}\,.$$

Es sei $B_2 \geqq B_1$ angenommen. Substituiert man $x_1 = x/B_1$, $PA = B_1/B_2$, so erhält man folgende normierte Differentialgleichung für $x_1(t)$

$$\mathrm{d}x_1/\mathrm{d}t = K' \cdot x_1^k \cdot (1 - x_1^{w_1})^{l_1} \cdot (1 - PA^{w_2} \cdot x_1^{w_2})^{l_2}$$

mit

$$K' = K \cdot B_1^{(k-1+w_1 \cdot l_1)}\,.$$

Für $k = 0$, $w_1 = w_2 = 2$ und $l_1 = l_2 = 0{,}5$ ist dies offenbar die Differentialgleichung für die Jacobische elliptische Funktion sn. Die anderen Jacobischen elliptischen Funktion cn und dn werden über folgende Relationen eingeführt:

$$sn^2 + cn^2 = 1\,,$$

$$dn^2 + PA^2 sn^2 = 1\,.$$

In analoger Weise soll auch für das verallgemeinerte Evolon $x_1(t)$ eine Neuskalierung erfolgen und dazu sollen cn und dn entsprechende Verläufe eingeführt werden.
Zunächst wird von $x_1(t)$ zu einem Verlauf

$$x_1^{(w_1/2)} = nsn$$

übergegangen und dazu ergänzende dynamische Prozesse über die Relationen

$$ncn^2 + nsn^2 = 1\,,$$

$$ndn^{2w} + PA^{w_2} \cdot nsn^{2w} = 1$$

mit $w = w_2/w_1$ eingeführt.
Für diese drei gekoppelten Vorgänge ergeben sich die Differentialgleichungen

$$\mathrm{d}nsn/\mathrm{d}t = ncn \cdot ndn \cdot CO\,,$$

$$\mathrm{d}ncn/\mathrm{d}t = -nsn \cdot ndn \cdot CO\,,$$

$$\mathrm{d}ndn/\mathrm{d}t = -PA^2 \cdot nsn \cdot ncn \cdot CO \cdot KO$$

mit den Systemerweiterungen gegenüber den Jacobischen elliptischen Funktionen

$$CO = (w_1/2) \cdot K' \cdot nsn^\varkappa \cdot ncn^{\lambda_1} \cdot ndn^{\lambda_2}$$

und den Hilfsparametern

$$\varkappa = 1 + (2/w_1)(k - 1)\,, \qquad \lambda_1 = 2l_1 - 1\,,$$

$$\lambda_2 = 2l_2 w - 1\,, \qquad w = w_2/w_1\,,$$

$$KO = PA^{(w_2-2)} \cdot (nsn/ndn)^{(2(w-1))}\,.$$

Offenbar sind im Falle der Jacobischen elliptischen Funktionen gerade $w_1 = w_2 = 2$, $l_1 = l_2 = 0{,}5$ und damit $\varkappa = 0$, $\lambda_1 = 0$, $\lambda_2 = 0$. Für die Erweiterungsteile gilt dann $CO = 1$ und $KO = 1$.
Bei der Simulation ist die Phasenmodulation zweimal anzuwenden. Zunächst zeigt sich, daß die Jacobischen elliptischen Funktionen sn, cn und dn sich selbst bereits als eine phasenmodulierte Kreisbewegung berechnen lassen, denn es gelten die Differentialgleichungen

$$\mathrm{d}sn/\mathrm{d}t = cn \cdot dn\,,$$

$$\mathrm{d}cn/\mathrm{d}t = -sn \cdot dn\,,$$

$$\mathrm{d}dn/\mathrm{d}t = -k^2 \cdot sn \cdot cn\,.$$

Zur Erzeugung dieser Funktionen bei gegebenem k benutzt man die Beziehungen

$$sn(t) = \sin(F(t))\,,$$

$$cn(t) = \cos(F(t))$$

mit

$$f(t) = dn(t) = \sqrt{1 - k^2 sn^2(t)}\,.$$

Im zweiten Schritt wird die Phasenmodulation auf $nsn(t) = sn(F(t))$ mit $f(t) = CO$ angewendet und zugleich ein taktweises „updating" von k^2 mit dem zustandsabhängigen Faktor KO betrieben.

2.4. Analytischer Zusammenhang des Evolon mit der normierten Logistik

Zunächst wird die gleiche Substitution wie bei der Kreisfrequenz durchgeführt. Es ergibt sich

$$\mathrm{d}y/\mathrm{d}t = K' \cdot y^k \cdot (1 - y^w)^l\,.$$

Die zweite Hilfstransformation lautet nun $ls = y^w$ und führt zu der Differentialgleichung

$$dls/dt = K' \cdot w \cdot ls^{\varkappa} \cdot lc^l .$$

Es wird nun das entsprechende Antievolon durch $lc = 1 - ls$ mit der zugehörigen Differentialgleichung

$$dlc/dt = -K' \cdot w \cdot ls^{\varkappa} \cdot lc^l$$

eingeführt.
Die Bezugsdynamik sei nunmehr durch die folgenden Differentialgleichungen gegeben

$$dls/dt = ls \cdot lc ,$$

$$dlc/dt = ls \cdot lc .$$

Das ist die Gleichung der normierten Logistik mit der geschlossenen Lösung

$$w(t) = (ls(0)/lc(0)) \cdot \exp(t)$$

und

$$ls(t) = 1/(1 + 1/w(t)) ,$$

$$lc(t) = 1/(1 + w(t)) .$$

Das gemeinsame Glied der dynamischen Zerlegung des allgemeinen Evolon ist hier offenbar

$$CO = w \cdot K' \cdot ls^{\varkappa-1} \cdot lc^{l-1} .$$

2.5. Zurückführung des Evolon auf die Triebdynamik

Das Evolon in der kompakten Darstellung

$$dx/dt = K \cdot x^k \cdot (B^w - x^w)^l$$

hat eine Dynamik, die aus dem Zusammenwirken einer Triebdynamik

$$dx'/dt = K_1 x^k$$

und einer Bremsdynamik

$$dx''/dt = K_2 (B^w - x^w)^l$$

resultiert.
Ohne Beschränkung der Allgemeinheit sei $B = 1$ angenommen. In den folgenden Überlegungen dient die Triebdynamik als Referenzbewegung, während die Sättigungsdynamik eine Verzerrung entsprechend der Frequenzmodulation liefert.
Die Triebdynamik läßt eine geschlossene Integration zu, und man erhält die folgende Lösung

$$x(t) = x(0)/(1 - (k-1)\ x(0)^{k-1} \cdot t)^{(1/(k-1))} .$$

Dies ist für $k > 1$ eine hyperbolische, für $k < 1$ eine parabolische Wachstumstrajektorie, für $k = 1$ erhält man durch Grenzübergang die Lösung

$$x(t) = x(0) \cdot \exp(t) .$$

Die gesamte Evolon-Bewegung wird nunmehr einfach wie folgt zerlegt

$$dx/dt = x^k \cdot CO$$

mit dem gemeinsamen Term

$$CO = K \cdot (B^w - x^w)^l .$$

Die Referenzbewegung wird mit der gleichmäßigen Schrittweite D' durchlaufen, die erhaltenen Werte $x_r(t)$ werden jedoch mit der jeweiligen verzerrten Schrittweite D aufgetragen. Dabei ist $D = D'/CO$. Von der Referenzdynamik wird dabei natürlich immer nur der Teil $x_r(t) \leq B$ ausgenutzt. Dementsprechend kann man aus folgenden Beziehungen eine als gute Orientierung dienende Referenzübergangszeit T berechnen:

$$B = x(0)/(1 - (k-1) \cdot x(0)^{k-1} \cdot T)^{(1/(k-1))} , \quad k > 1 \text{ (hyperbolisch)} ,$$

$$B = x(0) \cdot (1 + (1-k) \cdot x(0)^{k-1} \cdot T)^{(1/(1-k))} , \quad k < 1 \text{ (parabolisch)} ,$$

$$B = x(0) \cdot \exp(T) , \qquad k = 1 \text{ (exponentiell)} .$$

Diese Übergangszeit unterteilt man in N Teile und kann sich so die idealisierte Bezugsschrittweite $D' = T/N$ sinnvoll vorgeben.
Entsprechend der lokal inkrementalen Zeitsummierung mit den Schrittweiten $D = D'/CO$ ergibt sich die wahre Übergangszeit TU dann zu

$$TU = \sum_{i=1}^{N} D(i) .$$

Es ist sehr sinnvoll, diese Übergangszeit in den Fällen mit der exakten Übergangszeit zu vergleichen, wo sich die Evolon-Differentialgleichung in geschlossener Form integrieren läßt. Dies ist ganz sicher der Fall für

$$dx/dt = x^k \cdot (1 - x) ,$$

wo k eine natürliche Zahl ist. Dort erhält man nämlich nach der Zeit t umgestellt die Lösung

$$t = \ln(x(t))/(1 - x(t)) - \sum_{i=1}^{k-1} 1/(i \cdot x(t)^i) - C ,$$

wobei C der Wert der beiden von x abhängigen Terme bei $x(0)$ ist. Der Vergleich mit einer hieraus exakt berechneten Übergangszeit weist eine gute Übereinstimmung mit der Übergangszeit nach der zuletzt beschriebenen Methode der Frequenzmodulation auf.
Übrigens kann man auch Bezugsdynamiken der Form

$$dx_r/dt = x^w \cdot (1 - x^w)$$

wählen, was offenbar eine Verallgemeinerung des logistischen Bezugssystems ist. Dabei kann man sich davon überzeugen, daß zwischen Kreisbezug und Logistikbezug enge Zusammenhänge bestehen.

Zusammenfassung

Die eingeführte Methode der Referenzdynamik sucht dahingehend eine zustandsabhängige Skalierung der Zeit im Sinne einer Frequenzmodulation, daß beim Verzicht auf die Modulation ein dynamisches Referenzsystem entsteht.
Dieser Weg kann in unterschiedlicher Weise, jedoch immer mit dem Ziel beschritten werden, daß für die Simulation der Referenzdynamik günstigere Bedingungen entstehen.
Die damit verbundene zustandsabhängige Skalierung der Zeittakte kann als eine besondere Art einer Schrittweitensteuerung interpretiert werden.
Besondere Aufmerksamkeit wird im Beitrag der Frequenzmodulation einer Kreisbewegung gewidmet.
Damit kann ein sigmoides Wachstum als frequenzmodulierte Sinusbewegung dargestellt werden. In ähnlicher Weise kann ein Evolon mit mehr als einem Sättigungsterm behandelt werden.
Zwei weitere Beispiele für die Rückführung des Evolon auf Referenzdynamiken wurden angegeben.
Durch die beschriebenen Hilfsmittel ist eine geeignete Simulation des ansonsten recht steifen Evolons auf dem Rechner möglich. Sie sind deshalb für die Modellierung von hochaggregierten Wachstumsprozessen von Bedeutung.

Literatur

[1] Mende, W.; Peschel, M.: Problems of fuzzy modelling, control and forecasting of time-series and some aspects of evolution. IFAC-Symposium on Control Mechanisms in Bio- and Ecosystems, Leipzig, 1977.

[2] Mende, W.; Peschel, M.: Structure-building Phenomena in Systems with Power Product Forces. In: Haken, H.: Chaos and Order in Nature. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1981.

[3] Peschel, M.; Mende, W.: Probleme der mathematischen Modellierung von Evolutionsprozessen. msr, Berlin 24 (1981) 11, S. 602—606.

[4] Mende, W.; Peschel, M.: Strukturentwurf für instationäre und nichtlineare Systeme. msr, Berlin 24 (1981) 10, S. 581—583.

[5] Peschel, M.; Mende, W.: The Predator-Prey Model: Do we live in a Volterra World? Berlin: Akademie-Verlag 1986; Wien: Springer-Verlag 1986.

(Fortsetzung auf S. 72)

R. Fehrmann, W. Mutschkin, R. Neumann

Entwurf und praktische Erprobung eines digitalen PL-Reglers

0. Einleitung

In [2] und [3] wurden Entwurfsverfahren für Regler nach dem Prinzip der Lokalisation (PL) [1] für kontinuierliche und zeitdiskrete Regler vorgestellt und die Robustheit dieser Regler an Simulationsbeispielen gezeigt. Es soll nun ein PL-Regler für die Regelung der Temperatur der Heizzonen einer Plastverarbeitungsmaschine entworfen und das dynamische Verhalten der Regelkreise unter Praxisbedingungen demonstriert werden.

1. Entwurf des PL-Reglers

1.1. Prinzip der Lokalisation

Der Entwurf nach dem Prinzip der Lokalisation geht von der Annahme aus, daß eine Teilung der Regelkreisbewegung in eine schnelle und eine langsame Bewegung möglich ist. Man nimmt dazu die Existenz eines schnellen inneren Kreises an, in dem Störungen und Parameteränderungen „lokalisiert" sind und deren Wirkungen auf die Prozeßausgangsgrößen damit unterdrückt werden. Das Prinzip ist besonders geeignet zur Steuerung von Systemen mit veränderlichen Parametern und unvollständiger Information.
Bild 1 zeigt das idealisierte Prinzip der Lokalisation für die digitale Regelung von Eingrößenregelstrecken mit der z-Übertragungsfunktion

$$G_s(z) = \frac{X(z)}{U(z)} = \frac{b_{n-1}z^{-1} + b_{n-2}z^{-2} + \dots + b_0 z^{-n}}{1 + a_{n-1}z^{-1} + \dots + a_0 z^{-n}} = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (1\,\mathrm{a})$$

bzw. der Differenzengleichung

$$x_{k+1} = \boldsymbol{b}^T \boldsymbol{u}_k - \boldsymbol{a}^T \boldsymbol{x}_k \quad (1\,\mathrm{b})$$

mit

$$\boldsymbol{x}_k^T = (x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-n+1}), \quad \boldsymbol{u}_k^T = (u_k, u_{k-1}, \dots, u_{k-n+1}),$$
$$\boldsymbol{a}^T = (a_{n-1}, \dots, a_0), \qquad \boldsymbol{b}^T = (b_{n-1}, \dots, b_0).$$

Mit der Rückführung der Größe x_{k+1} wird ein innerer Kreis realisiert, dessen hohe Dynamik („schnelle Bewegung") bewirkt, daß ein gewünschtes Führungsverhalten („langsame Bewegung")

$$F(w_k, \boldsymbol{x}_k) = x_{k+1} = c_w^* w_k - c_{n-1}^* x_k - c_{n-2}^* x_{k-1} - \dots - c_0^* x_{k-n+1} \quad (2)$$

erzwungen wird. φ_k ist die Störgröße.
Durch die diskrete Integration im inneren Kreis wird erreicht, daß der statische Fehler im inneren Kreis sowie die bleibende Regelabweichung des Gesamtsystems Null werden.

Um mehr Freiheitsgrade für die Auslegung des inneren Kreises zur Verfügung zu haben, wird anstelle von x_{k+1} die Ausgangsgröße y_{k+1} eines dynamischen Filters

$$y_{k+1} = -\alpha_{n-1} y_k - \alpha_{n-2} y_{k-1} - \dots - \alpha_0 y_{k-n+1} + \beta x_k \quad (3)$$

benutzt.
Die Parameter α_i und β werden aus der charakteristischen Gleichung des inneren Kreises unter Berücksichtigung der Forderung nach hoher Dynamik und Stabilität des inneren Kreises im gesamten Änderungebereich der Streckenparameter berechnet. Das Filter korrigiert damit die Einflüsse des Polynoms $B(z)$ in (1 a) auf das Verhalten des inneren Kreises. Anstelle des Vektors $\boldsymbol{x}_k^T = (x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-n+1})$ in (2) wird deshalb der Vektor $\boldsymbol{y}_k^T = (y_k, y_{k-1}, \dots, y_{k-n+1})$ verwendet.
Damit läßt sich die Steuergröße u_k berechnen (vgl. Bild 1) zu:

$$u_k = u_{k-1} + K[F(w_{k-1}, \boldsymbol{y}_{k-1}) - y_k]$$
$$= u_{k-1} + K[c_w^* w_{k-1} - c_{n-1}^* y_{k-1} - c_{n-2}^* y_{k-2} - \dots - c_0^* y_{k-n} - y_k]. \quad (4)$$

Durch z-Transformation erhält man aus (4)

$$(1 - z^{-1})\, U(z) = K[c_w^* z^{-1} W(z) - (1 + c_{n-1}^* z^{-1} + c_{n-2}^* z^{-2} + \dots + c_0^* z^{-n})\, Y(z)] =$$
$$= K[c_w^* z^{-1}\, W(z) - C^*(z)\, Y(z)] \quad (5)$$

und (3)

$$Y(z) = \frac{\beta z^{-1}}{1 + \alpha_{n+1} z^{-1} + \dots + \alpha_0 z^{-n}}\, X(z) = \frac{\beta z^{-1}}{\mathfrak{A}(z)}\, X(z). \quad (6)$$

(6) in (5) eingesetzt ergibt

$$U(z) = K\, \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \left[c_w^* W(z) - \frac{\beta C^*(z)\, X(z)}{\mathfrak{A}(z)} \right]. \quad (7)$$

Das Polynom $\mathfrak{A}(z)$ in (7) beeinflußt die Dynamik des Gesamtsystems, so daß diese von der gewünschten Dynamik nach (2), die sich auf das idealisierte System nach Bild 1 bezieht, abweicht.

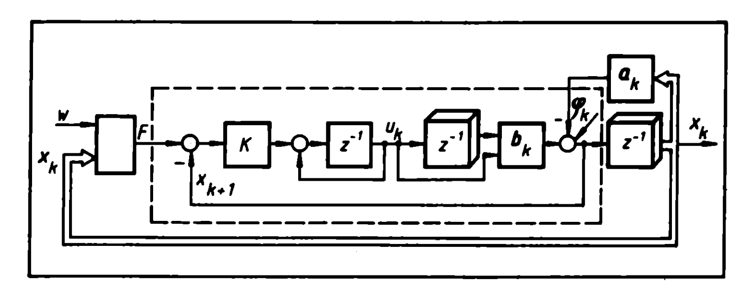
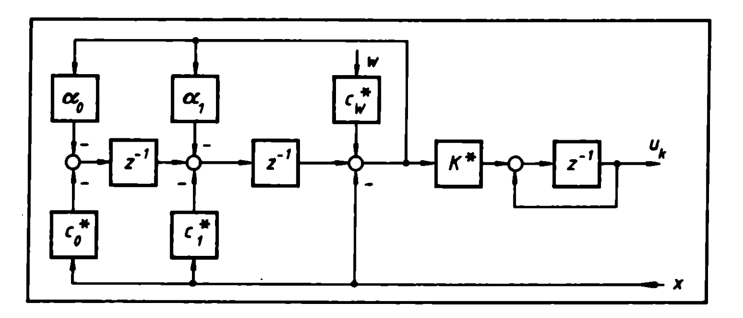


Bild 1. Prinzip der Lokalisation

Bild 2. Struktur des PL-Reglers mit Verschiebeoperatoren



Dr.-Ing. Rüdiger Fehrmann (46) studierte von 1959 bis 1965 Regelungstechnik an der TH Karl-Marx-Stadt. 1971 Promotion A. Wissenschaftlicher Oberassistent an der TU Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik.

Dr.-Ing. Vladislaw S. Mutschkin (33) studierte von 1970 bis 1975 Automatisierungstechnik am Nowosibirsker Elektrotechnischen Institut (NETI). Von 1979 bis 1983 Aspirant im gleichen Institut, Wissenschaftsbereich Automatisierungstechnik und Telemechanik (AIT). 1984 Promotion A (Direkte digitale Regelung). Seit 1983 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl AIT. 1986 bis 1987 10monatiger Studienaufenthalt an der TU Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik.

Dr.-Ing. Ralf Neumann (39) ist gelernter Mechaniker. Von 1967 bis 1971 Studium der Technischen Kybernetik an der TH Karl-Marx-Stadt. 1979 Promotion A (Adaptive digitale Regelung). 1980 bis 1981 10monatiger Studienaufenthalt am NETI/Fakultät ASU. Wissenschaftlicher Assistent an der TU Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik.

Um diesen Einfluß zu kompensieren, wird die Führungsgröße ebenfalls korrigiert, d. h., in (7) wird der Term $c_w^* W(z)$ multipliziert mit $\beta/\mathfrak{A}(z)$. Damit ergibt sich die Reglergleichung

$$U(z) = K^* \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \left[\frac{c_w^* W(z) - C^*(z)\, X(z)}{\mathfrak{A}(z)} \right] \tag{8}$$

mit $K^* = \beta K$.

Aus (8) erhält man die Reglerstruktur, die im Bild 2 für ein System 2. Ordnung dargestellt ist.

Die Tastzeit T, die Koeffizienten $\alpha_0, \ldots, \alpha_{n-1}, c_0^*, \ldots, c_{n-1}^*, c_w^*, K^*$ sind die zu bestimmenden Parameter des diskreten PL-Reglers.

1.2. *Streckenmodell*

Zu regeln sind die Temperaturen der 4 Heizzonen einer Plastspritzgießmaschine vom Typ KuASY 400/100.

Das Verhalten der Temperaturregelstrecken wurde durch PT2-Glieder angenähert:

$$G_s(p) = \frac{K_s}{(1 + T_1 p)(1 + T_2 p)} \,. \tag{9}$$

Die statischen Übertragungsfaktoren K_s der Regelstrecken, einschließlich der Pulsbreitenmodulation und Signalübertragungskette zur Meßwerteingabe, liegen im Bereich 0,17 ... 0,05, während für die Zeitkonstanten gilt

$$39 \text{ min} \leqq T_1 + T_2 \leqq 54 \text{ min}\,; \quad 80 \text{ min}^2 \leqq T_1 T_2 \leqq 100 \text{ min}^2\,.$$

Für den Entwurf nach [3] wird die Differentialgleichung der Strecke zugrunde gelegt:

$$\ddot{x} = -\frac{T_1 + T_2}{T_1 T_2}\dot{x} - \frac{1}{T_1 T_2}x + \frac{K_s}{T_1 T_2}u\,, \tag{10}$$

$$b = \frac{K_s}{T_1 T_2}, \qquad 5 \cdot 10^{-4} \text{ min}^{-2} \leqq b \leqq 2 \cdot 10^{-3} \text{ min}^{-2}\,.$$

Die zeitdiskrete Beschreibung des Verzögerungsgliedes 2. Ordnung erfolgt mit der Differenzengleichung

$$x_{k+1} = -a_1 x_k - a_0 x_{k-1} + b_1 u_k + b_0 u_{k-1}\,. \tag{11}$$

Die Koeffizienten b_1 und b_0 in (11) lassen sich unmittelbar mit dem Koeffizienten b aus (10) bestimmen, da für kleine Tastzeiten, d. h. $T \ll T_i$, in 2. Näherung $b^* = b_1 = b_0 = 0{,}5bT^2$ gilt. Für den Entwurf ist von den maximalen Werten der Koeffizienten b_1, b_0 auszugehen, d. h. $b^* = b_1 = b_0 = 10^{-3} \cdot T^2$ ($b^* = 0{,}25 \cdot 10^{-3}$ mit $T = 0{,}5$ min).

1.3. *Bestimmung der Parameter c_0^*, c_1^*, c_w^* und T*

Die Parameter c_0^*, c_1^*, c_w^* ergeben sich aus der gewünschten Dynamik der Regelkreise. Die Regelstrecken haben in Wirklichkeit eine kleine Totzeit T_t (0,5 min $\leqq T_t \leqq$ 1 min). Die gewünschte Dynamik ist so zu wählen, daß die Ausgleichszeit t_a mindestens $10T_t$ beträgt.

Es wurde aperiodisches Verhalten nach folgender Differentialgleichung gewählt:

$$c_2\ddot{x} + c_1\dot{x} + x = w\,, \qquad c_1 = 7 \text{ min}\,, \qquad c_2 = 6 \text{ min}^2\,. \tag{12}$$

Die Tastzeit T sollte wesentlich kleiner als die Ausgleichszeit sein [3]. Sie wurde zu $T = 0{,}5$ min gewählt. Durch Diskretisierung für kleine T, d. h. Ersetzen der Differentialquotienten in (12) durch Differenzenquotienten, erhält man die Differenzengleichung für die gewünschte Dynamik:

$$F(x_k, w_k) = x_{k+1} = -c_1^* x_k - c_0^* x_{k-1} + c_w^* w_k \tag{13}$$

mit den Koeffizienten

$$c_w^* = \frac{T^2}{c_2}, \qquad c_1^* = -2 + \frac{c_1}{c_2}T\,, \qquad c_0^* = 1 - \frac{c_1}{c_2}T + \frac{T^2}{c_2} = c_w^* - c_1^* - 1\,.$$

1.4. *Bestimmung der Parameter α_0, α_1 und K^**

Die Parameter α_0, α_1 und K^* lassen sich aus dem dynamischen Verhalten des inneren Kreises berechnen. Aus Bild 1 ergibt sich unter Berücksichtigung des Korrekturfilters der Nenner der Übertragungsfunktion des inneren Kreises zu

$$1 + \frac{K}{1 - z^{-1}} B(z) \frac{\beta z^{-1}}{\mathfrak{A}(z)}$$

und damit dessen charakteristische Gleichung für den Fall $n = 2$ zu

$$z^3 + (\alpha_1 - 1)z^2 + (\alpha_0 - \alpha_1 + K^* b_1)z - \alpha_0 + K^* b_0 = 0\,. \tag{14}$$

Die Wurzeln von (14) sind so zu wählen, daß der innere Kreis wesentlich schneller ist als das Gesamtsystem. Demnach wäre die Festlegung $z_1 = z_2 = z_3 = 0$ ideal. Dies wäre mit einer extrem schnellen Ausregelung von Störungen verbunden. Jedoch ist dann auch die Empfindlichkeit gegenüber ADU-Fehlern sehr groß. Als Kompromiß wurde ein Verhältnis zwischen langsamer und schneller Bewegung von etwa 7:1 gewählt. Das geometrische Mittel T_l der Zeitkonstanten der langsamen Bewegung nach (12) beträgt $T_l = 2{,}65$ min und für die schnelle Bewegung $T_s = 0{,}4$ min. Damit ergibt sich die Wurzel des diskreten Systems zu

$$z_s = e^{-T/T_s} = 0{,}287\,.$$

Nimmt man für die Wurzeln von (14)

$$z_1 = z_2 = z_3 = z_s$$

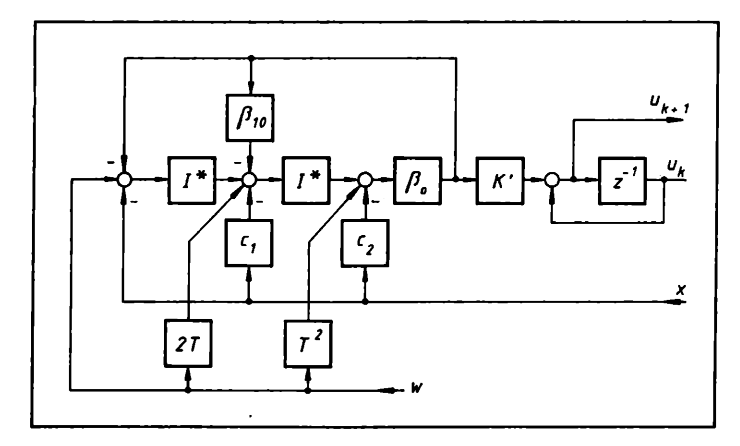


Bild 3. Struktur des PL-Reglers mit diskreten Integratoren

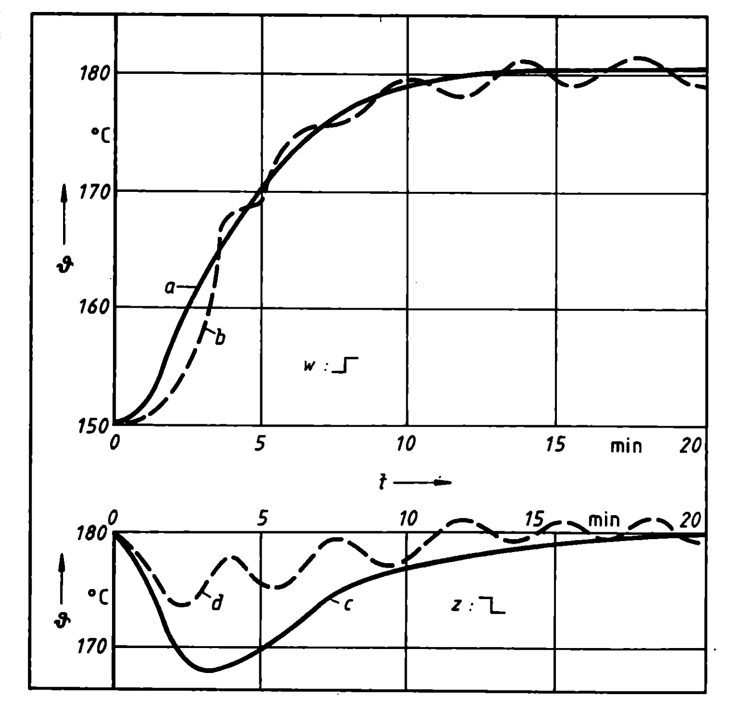


Bild 4. Führungs- und Störverhalten des Regelkreises

——— Sprungantworten bei Einsatz des PL-Reglers mit berechneten Parametern; ------- Sprungantworten bei vergrößerter Verstärkung des inneren Kreises

an, erhält man die gesuchten Parameter

$$\alpha = 1 - 3z_s = 0{,}14\,,$$

$$K^* = \frac{1 - 3z_s + 3z_s^2 - z_s^3}{2b^*} = 725\,,$$

$$\alpha_0 = \frac{1 - 3z_s + 3z_s^2 + z_s^3}{2} = 0{,}205\,.$$

1.5. Transformation der Reglerstruktur

Der Nachteil der Struktur nach Bild 2 besteht darin, daß die Koeffizienten c_w^*, c_0^*, c_1^* kleine Zahlenwerte annehmen, wodurch sich bei der digitalen Realisierung Schwierigkeiten ergeben können.
Aufgrund der guten Erfahrungen mit der Verwendung von I-Gliedern bei Realisierung des kontinuierlichen PL-Reglers wird die Struktur nach Bild 2 umgeformt in eine Struktur, die keine Verschiebeoperatoren, sondern diskrete Integratoren $I^*(z) = Tz^{-1}/(1 - z^{-1})$ enthält.
Dazu wird in (8)

$$z^{-1} = \frac{I^*}{T + I^*} \tag{15}$$

substituiert.
Damit erhält man für ein System 2. Ordnung die Reglergleichung

$$U(I^*) = \beta_0 K' \frac{I^*}{T}\left[\frac{(I^{*2} + 2TI^* + T^2)\,W - (I^{*2} + c_1 I^* + c_2)\,X}{\beta_0 I^{*2} + \beta_0\beta_{10} I^* + 1}\right], \tag{16}$$

$$\beta_0 = \frac{1 + \alpha_1 + \alpha_0}{T^2}\,, \qquad \beta_{10} = \frac{(2 + \alpha_1)\,T}{1 + \alpha_1 + \alpha_0}\,, \qquad K' = \frac{K^*}{c_2\beta_0}\,.$$

Bild 3 zeigt die Reglerstruktur (16), die mit den Parametern $\beta_0 = 5{,}38$, $\beta_{10} = 0{,}79$, $K' = 19{,}3$, $c_1 = 6$, $c_2 = 7$ zur Regelung der Temperatur der 4 Heizzonen einer Spritzgießmaschine eingesetzt wurde.
Durch Verwendung der Größe u_{k+1} anstelle u_k wird die Totzeit der Regelstrecke teilweise kompensiert.

2. Untersuchung des PL-Reglers am technischen Prozeß

Die Temperaturregelung der 4 Heizzonen nach dem PL-Prinzip besteht aus 4 Einzelkreisen.
Die Heizung der 4 Zonen wird über Relais zugeschaltet, weshalb die vom PL-Regler berechneten Steuerwerte in pulsbreitenmodulierte Signale (Tastverhältnis 0 bis 1) zur Ansteuerung der Relais umgewandelt werden. Für die Temperaturmessung werden Pt-100-Widerstandsthermometer mit speziellen Kartenbaugruppen verwendet, deren Ausgangssignale in ein 8-bit-Digitalsignal gewandelt werden. PL-Regler und PBM sind mittels DDC-DIALOG [4] auf einem Mikrorechnersystem MC 80 implementiert worden.
Beim Entwurf blieben folgende Prozeßeigenschaften unberücksichtigt:

- Begrenzung der Stellgröße
- Asymmetrie des Stellbereichs, da die erforderliche mittlere Heizleistung zur Aufrechterhaltung der für den Spritzbetrieb erforderlichen Heizzonentemperaturen einem Tastverhältnis des PBM-Signals von 0,1 bis 0,3 entspricht (keine Kühlung)
- thermische Verkopplung der Heizzonen
- Nichtlinearität des PBM-Signals.

Das Führungs- und Störverhalten der Regelkreise charakterisieren die Sprungantworten der Heizzone 1 (Bild 4). Antwort a zeigt das Führungsverhalten bei sprungförmiger Führungsgrößenänderung der Heizzone 1. Die entsprechenden Sprungantworten der Heizzonen 2 ... 4 unterscheiden sich trotz unterschiedlicher Streckenparameter nicht vom Verlauf a. Außerdem ist das Führungsverhalten unabhängig davon, ob die Führungsgrößensprünge für die einzelnen Heizzonen gleichzeitig oder nacheinander aufgeschaltet werden. Die vom Arbeitspunkt der Nachbarheizzonen abhängigen thermischen Kopplungen wirken sich (im Stellbereich) nicht aus.

Um das Störverhalten des PL-Reglers zu untersuchen, wurde der Temperaturverlauf der Heizzone 1 über die Dauer mehrerer Spritzzyklen aufgezeichnet. Die Heizzone 1 wurde ausgewählt, da sich hier die sprungähnliche Störung durch den Übergang vom Stillstand der Maschine in den Betriebszustand, in dem kaltes Plastmaterial in den Einspritzzylinder eingezogen wird, am stärksten auswirkt. Kurve c zeigt den Temperaturverlauf. Dieses Verhalten unterscheidet sich nur unwesentlich vom Störverhalten bei Einsatz eines optimierten PID-Reglers. Dies ist auf das geringe Verhältnis der Geschwindigkeiten der Kreise (1:7) zurückzuführen.
Verbessertes Störverhalten (falls die Schwingung um ± 1 K nicht stört) zeigt Kurve d. Hierbei wurde die Verstärkung im inneren Kreis gegenüber der berechneten verdreifacht. Dies führt zwar zu Schwingungen im inneren Kreis, aber nicht zum Überschwingen nach Führungsgrößensprüngen (Kurve b), wie dies z. B. bei einer derartigen Vergrößerung der Verstärkung eines PID-Reglers der Fall wäre (Überschwingen ist unerwünscht, da bei negativen Regelabweichungen aufgrund des asymmetrischen Stellbereichs die Stellgrößenbegrenzung stärker wirksam wird als bei positiven Regelabweichungen und damit die Abweichungen relativ langsam abgebaut werden).
Beim Einsatz eines 12-Bit-AD-Umsetzers konnte die Forderung an die gewünschte Dynamik erhöht werden, wodurch der schwingungsfreie Übergangsvorgang entsprechend Kurve a im Bild 4 weniger als die Hälfte der Zeit benötigt und bei oben beschriebener Störung die maximale Regelabweichung auf 2 bis 3 K reduziert wird.

Zusammenfassung

Die Anwendung eines digitalen Reglers nach dem Prinzip der Lokalisation zur Temperaturregelung der Heizzonen einer Spritzgießmaschine mit unterschiedlichen Parametern zeigte, daß sich das Prinzip auch unter Praxisbedingungen bewährt. Das Führungs- und Störverhalten der Regelkreise entspricht dem Verhalten von Regelkreisen mit optimierten PID-Reglern. Die entscheidenden Vorteile des PL-Reglers bestehen im geringen Aufwand für den Entwurf, der von einem Grobmodell der Regelstrecke ausgeht, und vor allem in der geringen Abhängigkeit des Regelkreisverhaltens von den Streckenparametern in einem relativ großen Änderungsbereich (Robustheit).

Literatur

[1] Wostrikow, A. W.: Upravlenie dinamitscheskimi objektami (Regelung dynamischer Regelstrecken). NETI Nowosibirsk 1979.

[2] Sarytschewa, O.; Neumann, R.: Regelung nach der höchsten Ableitung. msr, Berlin 29 (1986) 9, S. 394—396.

[3] Mutschkin, W.: Direkte digitale Regelung nach dem Prinzip der Lokalisation. msr, Berlin 31 (1988) 7, S. 315—317.

[4] Neumann, R.: Programmdokumentation DDC-DIALOG. TU Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik. msr 8784

(Fortsetzung von S. 69)

[6] Peschel, M.; Mende, W.: Parameteridentification von Potenzprodukt-Triebkraftmodellen. msr, Berlin 25 (1982) 5, S. 255—257.

[7] Peschel, M.; Mende, W.; Breitenecker, F.: Anwendung der diskreten Theorie ratengekoppelter Systeme in der Regelungstechnik, msr, Berlin 30 (1987) 7, S. 322—323.

[8] Peschel, M.; Voigt, M.; Mende, W.; Breitenecker, F.: Modellbildungsrahmen von Zeitreihen als Grundlage für die Simulation dynamischer Systeme. msr, Berlin 31 (1988) 3, S. 127—128. msr 8835

W. Sandner, U. Sporn, Ch. Högner

Probleme der Koordinatentransformation für die Sensordatenverarbeitung in Industrierobotersteuerungen

0. Einleitung

Die Beherrschung neuer Industrierobotereinsatzfälle, insbesondere mit differenzierten, prozeßnahen Anforderungen an die Roboterfunktionen, erfordert in zunehmendem Maße den Einsatz von Sensoren. Möglichkeiten zur Implementierung sensorgesteuerter Funktionen über das Arbeitsprogramm (Handhabungsprogramm) sind auf einfache Funktionen beschränkt, so daß neben dem Interface für den Sensoranschluß spezielle Betriebssystemkomponenten in der Robotersteuerung für die Verarbeitung von Sensorinformationen erforderlich werden. Das betrifft in der Praxis neben der statischen vor allem die sog. dynamische Sensordatenverarbeitung [1] [15] und [16]. Hierbei werden on line, d. h. während der Effektorbewegung, Korrekturen der programmierten Bahngeometrie und/ oder -geschwindigkeit vorgenommen. Nachfolgend werden hierauf zugeschnittene Probleme der Sensordatenverarbeitung mit dem Schwerpunkt Koordinatentransformationen dargestellt, und es wird über eine realisierte Variante berichtet. Folgende Annahmen liegen den Ausführungen zugrunde:

- bahngesteuerte Achsbewegungen des Roboters, d. h. Bildung der Lageführungsgrößen aus programmierten Koordinatenstützpunkten durch Interpolation
- Lageistwerterfassung erfolgt mittels Wegmeßsystemen, die an die Roboterachsen angekoppelt sind — sogenannte indirekte Lagemessung
- Sensor bzw. Sensoren sind fest am Effektor des Roboters angebracht, so daß die Sensordaten Korrekturgrößen für die programmierten Bewegungsgrößen darstellen
- Effektorführung erfolgt mittels kinematischer Strukturen, die sich vorzugsweise aus Drehgelenken zusammensetzen.

1. Funktionen zur Einbeziehung von Sensordaten in die Robotersteuerung

Zwischen der Meßwertaufnahme im Sensor und der Einbeziehung der Sensordaten in die innere Informationsverarbeitung der Robotersteuerung sind eine Reihe von Funktionen zu erfüllen; eine mögliche Systematisierung hierfür zeigt Tafel 1. Von Art und technischem Niveau des Sensors sowie den geforderten Sensorfunktionen hängt es ab, inwieweit alle dargestellten Funktionen und Komponenten im konkreten Anwendungsfall benötigt werden. Beispielsweise erfordern einfache Sensoren mit Bereitstellung binärer Signale keine Signalaufbereitung, AD-Wandlung und Datenreduktion. Der Gesamtumfang an Funktionen kann bei anspruchsvollen Sensoren, z. B. Pixelanordnungen in Zeilen- oder Ringform und Videokameras,

Tafel 1. Komponenten und Funktionen für die Einbeziehung von Sensordaten in die Robotersteuerung

Komponenten		Funktionen
RC	Sensordatenverarbeitung SDV	• Dateneinbeziehung (z. B. in die Bewegungssteuerung) • Datenmanipulation (Durchschaltung, Ablaufbildung, Transformation, Interpretation u. a.) • Datenempfangssteuerung
SC	Sensordatenvorverarbeitung SDVV	• Datenbereitstellungssteuerung • Datenverrechnung, Koordinatentransformation • Datenkompression bzw. -reduktion
	Sensordatenaufbereitung SDA	• AD-Wandlung/Meßwertumschaltung • Signalaufbereitung (z. B. Schwellwertbildung, Linearisierung) • Signalpegelwandlung • Störausblendung und Filterung
	Sensor(en)	Gebersignal(e)

Tafel 2. Gegenüberstellung der Varianten nach Bild 3

Variante nach Bild 3	a	b	c	d	e	f
Sensorniveau	einfache Sensoren, vorzugsweise binäre Signale an der Schnittstelle, eindimensionale Adaptierung, konstruktiv an IR angepaßte Lösung	niedriges bis mittleres Niveau, binäre und digitale Signale an der Schnittstelle, ein- und mehrdimensionale Adaptierung		mittleres und hohes Niveau, digitale Signale aus z. B. zeilen- und ringförmigen Sensoranordnungen und Bildverarbeitung, in der Regel mehrdimensionale Adaptierung		einfaches bis hohes Niveau
Aufwand Sensorsteuerung	gering	gering bis mittel		hoch		gering bis hoch (abhängig vom Sensorniveau)
Aufwand Robotersteuerung	gering	gering bis mittel		gering	mittel bis hoch, wenn T_{ws} und T_{sw} in RC, sonst gering	mittel bis hoch
Belastung der Schnittstellen RC/SC	gering	gering		mittel	hoch, wenn T_{ws} und T_{sw} in SC, sonst mittel	mittel

---

Dr.-Ing. Wolfgang Sandner (48) studierte von 1959 bis 1964 Elektrotechnik, Fachrichtung elektrische Anlagen, an der TU Dresden. Von 1964 bis 1970 wissenschaftlicher Assistent an der TH Ilmenau, Sektion Elektrotechnik, WB Schalt- und Schutztechnik. 1971 Promotion A. Von 1971 bis 1972 wissenschaftlicher Mitarbeiter im damaligen VEB Starkstrom-Anlagenbau Karl-Marx-Stadt (jetzt VEB Numerik „Karl Marx"). Seit 1973 an der IH Zwickau, Sektion Elektrotechnik, WB Informationstechnik.

Dr.-Ing. Ulrich Sporn (30) studierte von 1979 bis 1983 Elektrotechnik an der IH Zwickau. Danach bis 1986 Forschungsstudium an der IH Zwickau, Sektion Elektroautomatisierungstechnik, WB Informationstechnik. Seit 1986 wissenschaftlicher Assistent an der gleichen Einrichtung. 1987 Promotion A.

Dipl.-Ing. Christoph Högner (31) studierte von 1978 bis 1982 Automatisierungstechnik an der TH Leipzig, Sektion Automatisierungsanlagen. Von 1982 bis 1984 Prüftechnologe im VEB Mikroelektronik „Karl Marx" Erfurt. Seit 1985 wissenschaftlicher Assistent an der IH Zwickau, Sektion Elektroautomatisierungstechnik, WB Informationstechnik.

sowie beim Zusammenwirken mehrerer Sensoren erforderlich sein, und er kann eine umfangreiche Datenverarbeitung erfordern [2]. Sensordatenaufbereitung (SDA) und Sensordatenvorverarbeitung (SDVV) bilden die Sensorsteuerung (Sensor Control, SC). Sie ist (unabhängig davon, ob die entsprechende Hardware ganz oder teilweise im Schrank der Robotersteuerung (Robot Control, RC) mit untergebracht ist) funktionell dem Sensor zugeordnet. Aussagen zur „Schnittstelle" in Tafel 2 beziehen sich auf die zwischen SC und RC.

2. Koordinatensystem

Bild 1 zeigt das kinematische Ersatzbild eines Roboters in Gelenkstruktur. Am Effektor, z. B. einem Schweißbrenner, soll ein Sensor montiert sein. Für diese Anordnung werden folgende Koordinatensysteme definiert:

- das kartesische Welt- oder Basiskoordinatensystem (Symbol *w*), in dem die Effektorbahnen durch die technologische Aufgabe beschrieben werden
- das Roboterkoordinatensystem (*q*), in dem die Effektorbewegung als Funktion der Bewegung der Roboterglieder, d. h. von Gelenkdrehwinkeln und Schubwegen als Variablen, dargestellt wird
- das i. allg. kartesische Sensorkoordinatensystem (*s*), das mit dem Effektor gliedfest so verbunden ist, daß dessen Koordinatenursprung in der Effektorspitze liegt und eine Koordinatenachse (*z*) in Richtung des Effektors zeigt. Dieses Koordinatensystem wird also bei Bewegung der Roboterachsen im Weltkoordinatensystem verschoben und verdreht. Prinzipiell sind Daten in Sensorkoordinaten repräsentativ für die Ist-Abweichung des Effektors vom technologischen Sollzustand, z. B. der Brennerspitze von der Schweißfuge. Sie sind damit geeignet

  - zur Korrektur programmierter Bewegungsdaten
  - für die Bahnführung bei nicht programmgesteuerter Bewegung
  - zum Finden ausgezeichneter Punkte, z. B. Fugenanfang.

3. Koordinatentransformationen

Die Einbeziehung von Koordinatentransformationen in die Bewegungssteuerung von Industrierobotern bringt Vorteile für die Programmierung der Arbeitsaufgaben und auch für die Sensordatenverarbeitung bzw. sie ermöglicht erst die Einbeziehung von Sensordaten in die Bewegungssteuerung.

In Tafel 3 sind die möglichen Transformationen zwischen den Koordinatensystemen gemäß Abschn. 2. formal dargestellt. Dabei steht T für die Transformation, z. B. $T_{wq} \mathrel{\hat=}$ Transformation von Welt- in Roboterkoordinaten. Ebenso sind die angegebenen Gleichungen einschließlich der Operatoren als Formaloperationen zur Überführung der Koordinaten eines Raumpunktes von einem System (z. B. *s*) in ein anderes (z. B. *q*) zu verstehen: $q = T_{sq} \cdot s = T_{sw} \cdot T_{wq} \cdot s$. Aussagen zu den Lösungsalgorithmen enthält Abschn. 5.

Die Transformationen von Roboter- in Weltkoordinaten T_{qw} und umgekehrt T_{wq} (als direkte (DKT) bzw. inverse (IKT) Koordinatentransformation bekannt [3]) sind Bestandteile moderner Industrierobotersteuerungen auch ohne Sensordatenverarbeitung. In Verbindung mit einer Sensordatenverarbeitung können drei weitere Transformationen T_{sw}, T_{ws} und T_{sq} zur praktischen Anwendung kommen; T_{qs} wird nicht benötigt. Infolge formaler Substitutionsmöglichkeiten läßt sich die Gesamtzahl von Transformationen auf 4 — zweckmäßig T_{wq}, T_{qw}, T_{sw} und T_{ws} — begrenzen. Ist das Sensorkoordinatensystem kartesisch, so spricht man bezüglich T_{sw} und T_{ws} auch von Frame-Transformationen.

4. Einbeziehung von Sensordaten in die Bewegungssteuerung

4.1. Grundstrukturen für Lageregelkreise bei Bewegungssteuerung ohne Sensordatenverarbeitung

Die Bewegungssteuerung als Bestandteil der Robotersteuerung hat in der Betriebsart Automatik die Aufgabe, aus den programmierten

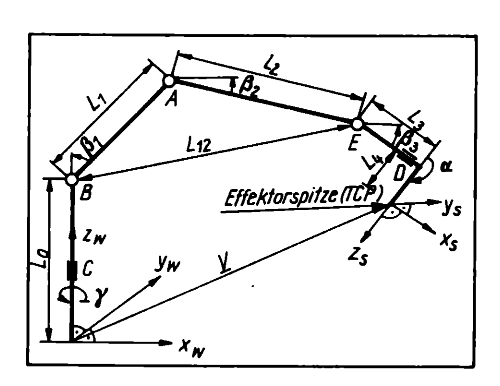


Bild 1. Kinematisches Industrieroboterersatzschaltbild

$L_0, \dots, L_4$ Konstruktionsmaße der Verbindungselemente zwischen den Gelenken bzw. des Effektors; $\gamma, \beta_1, \dots, \beta_3, \alpha$ Drehwinkel; x_w, y_w, z_w Weltkoordinatensystem; x_s, y_s, z_s Sensorkoordinatensystem; TCP Tool Center Point; A, ..., E Bewegungsfreiheitsgrade (Achsen)

Tafel 3. Transformationen (Darstellung der formalen Beziehungen)

in → Transformation von ↓	Welt-koordinaten (w)	Roboter-koordinaten (q)	Sensor-koordinaten (s)
Welt-koordinaten (w)	—	T_{wq} (IKT)	T_{ws}
Roboter-koordinaten (q)	T_{qw} (DKT)	—	(T_{qs})
Sensor-koordinaten (s)	T_{sw}	T_{sq}	—

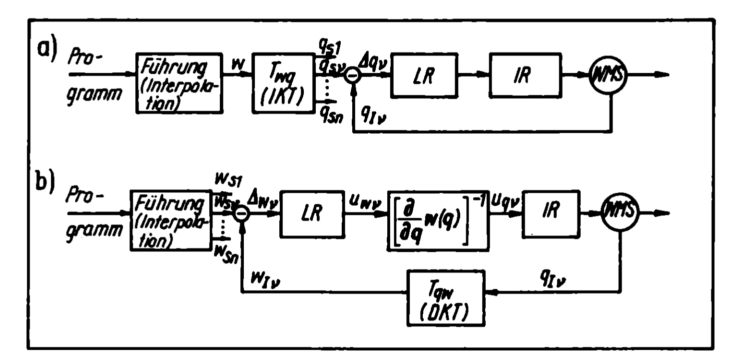
Roboter- in Weltkoordinaten:	$w = T_{qw} \cdot q = T_{sw} \cdot T_{qs} \cdot q$	(direkte Koordinatentransformation DKT)
Welt- in Roboterkoordinaten:	$q = T_{wq} \cdot w = T_{sq} \cdot T_{ws} \cdot w$	(inverse Koordinatentransformation IKT)
Sensor- in Weltkoordinaten:	$w = T_{sw} \cdot s = T_{qw} \cdot T_{sq} \cdot s$	
Welt- in Sensorkoordinaten:	$s = T_{ws} \cdot w = T_{qs} \cdot T_{wq} \cdot w$	
Roboter- in Sensorkoordinaten:	$s = T_{qs} \cdot q = T_{ws} \cdot T_{qw} \cdot q$	
Sensor- in Roboterkoordinaten:	$q = T_{sq} \cdot s = T_{wq} \cdot T_{sw} \cdot s$	

Bewegungsdaten die Stellgrößen für die Achsantriebe zu erzeugen. Hierfür sind bei kinematischer Steuerung die Komponenten Führungsgrößenbildung (Interpolation in Weltkoordinaten), Koordina-

Bild 2. Lageregelung

a) in Roboterkoordinaten, b) in Weltkoordinaten

q_s, w_s Lagesollgrößen; q_I, w_I Lageistgrößen; Δq, Δw Regelabweichung; u_q, u_w Stellgrößen (alles in Roboter- bzw. Weltkoordinaten); *n* Anzahl der Bewegungseinheiten; *v* Index der Bewegungseinheit; LR Lageregler; WMS Wegmeßsystem; IR Roboter-Bewegungseinheit



tentransformation und Lageregler erforderlich. Bild 2 zeigt die prinzipiellen Möglichkeiten der Ausführung der Lageregelung in Roboterkoordinaten a) und in Weltkoordinaten b). Auf das Übertragungsverhalten des Lagereglers und auf die Ausführung, z. B. mit unterlagerter Geschwindigkeits- und Stromregelung oder mit Feininterpolation, wird im folgenden nicht eingegangen. Unter den einleitend genannten Annahmen werden in der Praxis die Lageregelkreise nach Variante a) realisiert, weil

- nur eine Transformation T_{wq} durchgeführt werden muß, die zwar im Vergleich mit den Transformationen nach Bild 2b komplizierter und zeitaufwendiger ist, jedoch rechentechnisch unter meist akzeptablen Echtzeitbedingungen bewältigt werden kann
- keine steuerungsbedingten Verkopplungen zwischen den Lageregelkreisen für die Bewegungsachsen bestehen, sofern nicht kinematisch bedingte Kopplungen über die gemessenen Lageistwerte vorliegen.

Bei Variante b) wären zwei Transformationen auszuführen:

- Transformation der Lageistwerte in das Weltkoordinatensystem
- Transformation der Signale des Lagereglerausganges in das Roboterkoordinatensystem, realisiert durch Inversion der Jacobi-Matrix $\partial/\partial \boldsymbol{q} \cdot \boldsymbol{w}(\boldsymbol{q})$, die die Bahnänderung in Roboterkoordinaten $\Delta \boldsymbol{q}$ als Funktion der Bahnänderung in Weltkoordinaten $\Delta \boldsymbol{w}$ beschreibt.

Obwohl jede dieser Transformationen für sich einfacher und schneller auszuführen ist (vgl. z. B. [4] und Abschn. 5.2.5.), ergibt sich insgesamt ein höherer Aufwand als bei der Variante nach Bild 2a. Außerdem sind die Lageregelkreise für die Achsen untereinander steuerungstechnisch verkoppelt — in die Transformationsgleichungen jedes Lageregelkreises gehen die Roboterkoordinaten aller Bewegungsachsen ein — und die Lösbarkeit des Gleichungssystems $[\partial/\partial \boldsymbol{q} \cdot \boldsymbol{w}(\boldsymbol{q})]^{-1}$ kann auf prinzipielle Schwierigkeiten stoßen [5].

4.2. *Einbeziehung von Sensordaten in die Bewegungssteuerung*

Im Bild 3 sind Varianten für die Einbeziehung von Sensordaten in die Bewegungssteuerung als Signalflußbild dargestellt. Dabei soll vorrangig die durch die verschiedenen Koordinatensysteme bedingte Spezifik der Informationsverarbeitung herausgestellt werden. Das heißt, weitere Funktionen der Sensorsteuerung (vgl. Tafel 1) sind vorzugsweise dort einzubeziehen, wo die Informationsflußlinie in der Darstellung unterbrochen ist. In Tafel 2 sind signifikante Merkmale zur Klassifizierung der Varianten gegenübergestellt.

Die einfachste Lösung für eine Sensordateneinbeziehung, bei der eine Bahnkorrektur nur in den Koordinatenrichtungen des Roboter- oder des Weltkoordinatensystems vorgenommen werden kann, zeigt Bild 3a. Dem Vorzug des völligen oder zumindest teilweisen Entfalls eines Transformationsalgorithmus T_{sq} — dieser wird sich in der Praxis z. B. auf eine Koordinate beschränken — stehen Anwenderrestriktionen gegenüber: Vollständige oder wenigstens teilweise Übereinstimmung des Welt- oder Roboterkoordinatensystems mit dem Sensorkoordinatensystem auch während der Effektorbewegung, d. h. Roboterkinematik, Sensoranbau und programmierte Effektorbahnen müssen aufeinander abgestimmt sein. Deshalb beschränkt sich diese Variante hauptsächlich auf einfache Sensoren mit eindimensionaler Wirkungsrichtung.

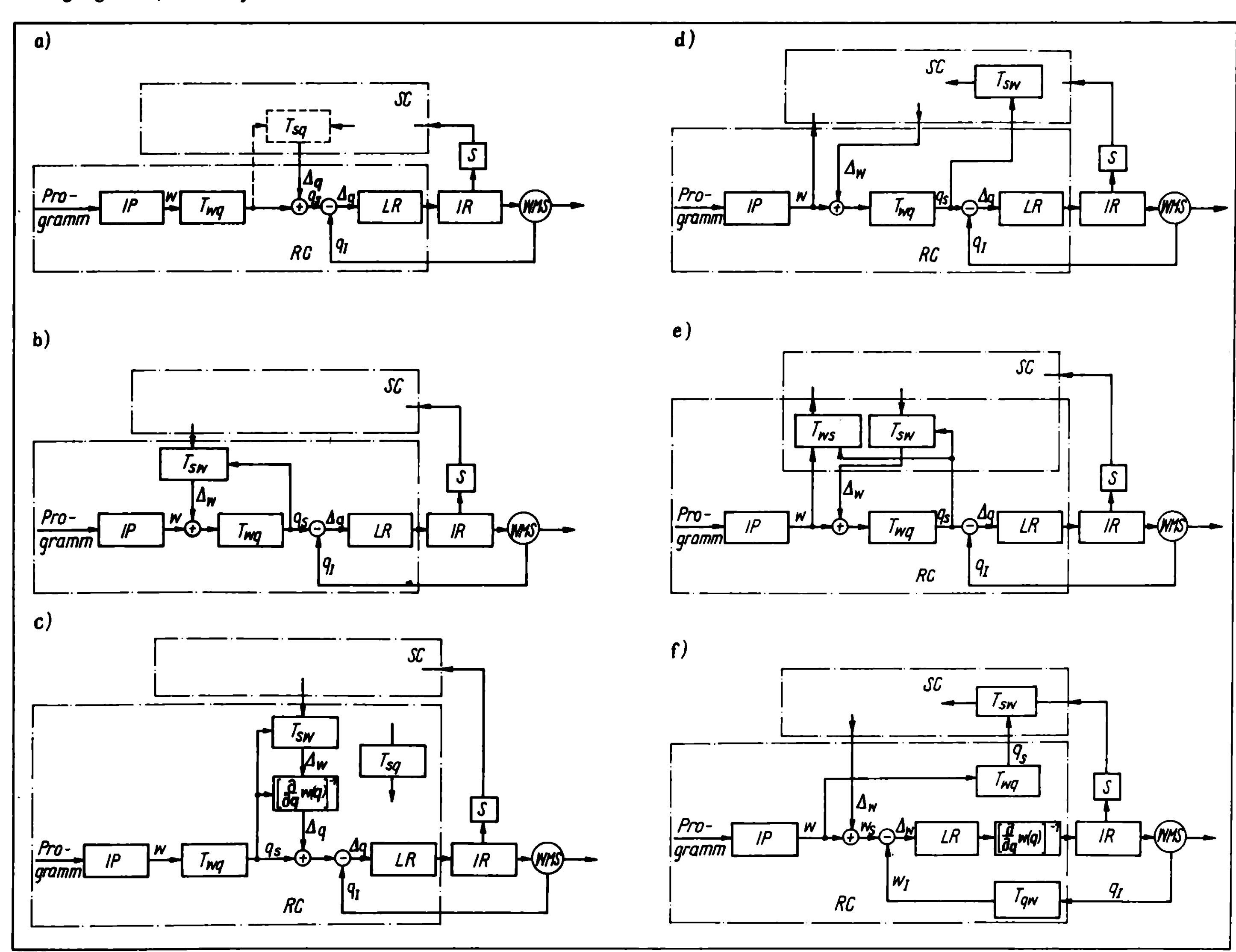


Bild 3. Varianten für die Einbeziehung von Sensordaten in die Bewegungssteuerung (Erläuterungen im Text)

Δ_q, Δ_w sensierte Bahnkorrekturwerte in Roboter- bzw. Weltkoordinaten; RC Robotersteuerung; SC Sensorsteuerung; IP Interpolator; w Lagesollgrößen in Weltkoordinaten (lt. Programm); Δq, Δw Regelabweichung im Lageregelkreis; weitere Symbole siehe Tafel 3 und Bild 2

Im Bild 3b (s. auch [15]) werden die Sensordaten in das Weltkoordinatensystem transformiert und mit den vom Programm vorgegebenen Führungsgrößen verrechnet. Damit wird die Bahnadaption im gesamten Arbeitsbereich des Roboters unabhängig von der Sensororientierung ermöglicht, d. h., auch die Sensorwirkungsrichtungen können mehrdimensional sein. Mit dieser Variante ist ein Optimum bezüglich Sensorniveau und Aufwand für die Sensordatenverarbeitung erreichbar. Im Abschn. 6. ist ein Anwendungsbeispiel beschrieben.

Bild 3c (s. auch [16]) unterscheidet sich von Bild 3b durch die Umrechnung der Sensordaten in das Roboterkoordinatensystem. Aus Gründen der Lösbarkeit ist T_{sq} in der Regel in zwei Stufen auszuführen. Gelingt es, diese Transformationen schnell zu machen durch

— Ausführung von T_{sw} nach (10) (Abschn. 6.)
— Realisierung von T_{wq} in der differentiellen Form (vgl. Abschn. 4.1. und [4])
— mögliche Vereinfachungen in den Transformationsgleichungen selbst
— Neuberechnung der Koeffizienten der Transformationsgleichungen nicht nach jedem Wegesteuertakt,

so ist prinzipiell eine kürzere Reaktionszeit als nach Bild 3b erzielbar [6], da der Wirkungsweg über die zeitaufwendige Transformation T_{wq} der programmierten Führungsgrößen entfällt, d. h. hier die Verarbeitung der Sensordaten im schnelleren Lageregelungstakt erfolgen kann.

Die Varianten nach Bild 3d und 3e kommen zur Anwendung, wenn in der Sensordatenvorverarbeitung selbst eine Verrechnung programmierter Bahndaten notwendig ist (d. h. aber auch nur für anspruchsvolle Sensoren und/oder für mehrdimensionale Adaptierung, vgl. Tafel 2). Im Beispiel Bild 4 muß bei Änderung der programmierten Bewegungsrichtung, d. h. Fahren von Ecken bzw. Kreisbögen, signifikant unterschieden werden können, ob eine sensierte Richtungsänderung programmbedingt ist oder nicht. Hierbei kann die Sensordatenvorverarbeitung in Weltkoordinaten (Bild 3d) bevorzugt oder in Sensorkoordinaten (Bild 3e) stattfinden. Die Koordinatentransformationen können ggf. durch Zuschnitt auf den Anwendungsfall vereinfacht und sowohl der Roboter- als auch der Sensorsteuerung zugeordnet sein.

Eine Variante der Sensordatenverarbeitung bei Lageregelung in Weltkoordinaten zeigt Bild 3f. Analog zur Sensordatenvorverarbeitung in Weltkoordinaten (Bild 3d) kann eine Variante der Verarbeitung in Sensorkoordinaten (analog Bild 3e) aufgestellt werden. Wesentlich ist, daß auch hier die aktuellen Roboterkoordinatenwerte zum Zweck der Durchführung der Transformationen T_{sw} bzw. T_{ws}, die mittels Transformation T_{wq} gewonnen werden, erforderlich sind. Diesbezügliche prinzipielle Vereinfachungen würden sich nur dann ergeben, wenn der Sensor raumfest und möglichst mit Sensierungsrichtungen in Richtung der Weltkoordinatenachsen installiert ist.

5. Algorithmen für die Koordinatentransformation

5.1. *Roboterkinematik*

Grundlage für die folgenden Ausführungen ist das kinematische Ersatzbild des 5-Achsen-Gelenkroboters IR 10 E [7] nach Bild 1. Der Effektor, z. B. ein Schweißbrenner, soll hier mit der Orientierung senkrecht zur Handachse D montiert sein. Die Drehwinkel γ, β_1, β_2, β_3 und α bilden als Steuervariable das Roboterkoordinatensystem q. L_0 bis L_4 sind durch die Roboterkonstruktion und die Effektormontage und -geometrie als Konstanten gegeben. Die Koordinatenachsen des Weltsystems (Index w) und des Sensorsystems (Index s) sind raum- bzw. ortsfest, wie dargestellt, definiert.

5.2. *Transformationen*

5.2.1. Sensor- in Weltkoordinaten T_{sw}

In bekannter Weise [2] [8] und [9] läßt sich die Umrechnung eines in Sensordaten gegebenen Raumpunktes als Positionsvektor $p_s = (x_s, y_s, z_s)$ in die Koordinaten des Weltsystems $p_w = (x_w, y_w, z_w)$

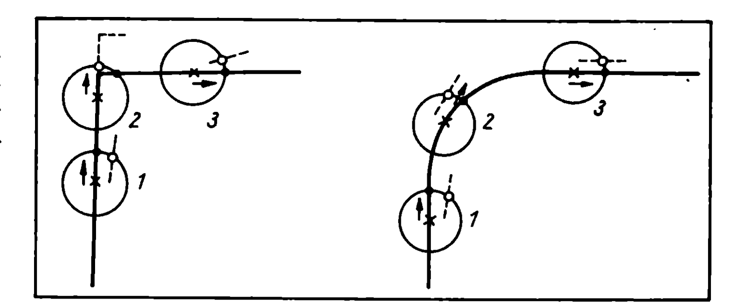


Bild 4. Zur Erläuterung der Notwendigkeit der Varianten gemäß Bild 3d und Bild 3e

——— programmierte Bewegungsbahn; ------ Bahnversatz; × Werkzeug (z. B. Brenner); • Sensierung bei Istbahn = programmierte Bahn: keine Korrektur; ∘ Sensierung bei Istbahn ≠ programmierte Bewegungsbahn: Korrektur; große Kreise geben eine ringförmige Sensoranordnung an; 1, 2, 3 aktuelle Zustände

als Folge von Überführungen gliedfester Koordinatensysteme, die entsprechend der kinematischen Struktur des Roboters aneinander anschließen, beschreiben. Für die Darstellung werden i. allg. homogene Koordinaten bevorzugt, die Dreh- und Verschiebeanteile einer Überführung vereinigen (4 × 4-Transformationsmatrix) [10]. Häufig wird die Denavit-Hartenberg-Notation [11] als eine spezielle Form der Überführung homogener Koordinaten benutzt. Die Transformation ergibt sich aus der Multiplikation der Einzelmatrizen in der Reihenfolge der kinematischen Kette des Roboters

$$\begin{pmatrix} x_w \\ y_w \\ z_w \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} & v_x \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} & v_y \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} & v_z \\ \emptyset & \emptyset & \emptyset & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_s \\ y_s \\ z_s \\ 1 \end{pmatrix} \tag{1}$$

und allgemein:

$$\boldsymbol{p}_w^h = \boldsymbol{T} \cdot \boldsymbol{p}_s^h \,, \tag{2}$$

$$\boldsymbol{T} = \left(\begin{array}{c|c} \boldsymbol{R} & \boldsymbol{v} \\ \hline \emptyset\emptyset\emptyset & 1 \end{array} \right) . \tag{3}$$

$\boldsymbol{p}_w^h$ Positionsvektor eines Raumpunktes in homogenen Weltkoordinaten; $\boldsymbol{p}_s^h$ desgl. in homogenen Sensorkoordinaten; $\boldsymbol{R}$ 3 × 3-Rotationsmatrix; $\boldsymbol{v}$ 3 × 1-Verschiebe-(Translations-)vektor

Da die Orientierungsrichtung des Effektors mit der Koordinatenrichtung z_s als identisch vereinbart ist, gilt für dessen Orientierung im Weltkoordinatensystem:

$$o_{TCPw} = \begin{pmatrix} o_{TCPwx} \\ o_{TCPwy} \\ o_{TCPwz} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{13} \\ r_{23} \\ r_{33} \end{pmatrix} \cdot L_4 \,. \tag{4}$$

o_{TCPw} Orientierungsvektor des Effektors im Weltkoordinatensystem; TCP Tool Center Point (s. Legende zu Bild 1)

Für den Industrieroboter nach Bild 1 lauten die Koeffizienten von (1):

$$\left.\begin{aligned}
r_{11} &= \cos\gamma \cdot \cos\beta_3 \\
r_{12} &= -\sin\gamma \cdot \cos\alpha + \cos\gamma \cdot \sin\beta_3 \cdot \sin\alpha \\
r_{13} &= \sin\gamma \cdot \sin\alpha + \cos\gamma \cdot \sin\beta_3 \cdot \cos\alpha \\
r_{21} &= \sin\gamma \cdot \cos\beta_3 \\
r_{22} &= \cos\gamma \cdot \cos\alpha + \sin\gamma \cdot \sin\beta_3 \cdot \sin\alpha \\
r_{23} &= -\cos\gamma \cdot \sin\alpha + \sin\gamma \cdot \sin\beta_3 \cdot \cos\alpha \\
r_{31} &= -\sin\beta_3 \\
r_{32} &= \cos\beta_3 \cdot \sin\alpha \\
r_{33} &= \cos\beta_3 \cdot \cos\alpha \\
v_x &= L_4 \cdot r_{13} + L_3 \cdot r_{11} + L_2 \cdot \cos\gamma \cdot \cos\beta_2 + L_1 \cdot \cos\gamma \cdot \sin\beta_1 \\
v_y &= L_4 \cdot r_{23} + L_3 \cdot r_{21} + L_2 \cdot \sin\gamma \cdot \cos\beta_2 + L_1 \cdot \sin\gamma \cdot \sin\beta_1 \\
v_z &= L_4 \cdot r_{33} + L_3 \cdot r_{31} + L_2 \cdot \sin\beta_2 + L_1 \cdot \cos\beta_1 + L_0 \,.
\end{aligned}\right\} \tag{5}$$

5.2.2. Roboter- in Weltkoordinaten T_{qw}
(direkte Koordinatentransformation)

Diese Transformation bezieht sich auf die Effektorspitze TCP, die im Sensorsystem die Koordinatenwerte $p_{TCPs} = (0, 0, 0)$ hat. Somit ist der Translationsvektor $v = (v_x, v_y, v_z)$ nach (3) und (5) identisch mit den Lösungsgleichungen für T_{qw}, d. h., die unter dem Begriff „direkte Koordinatentransformation" geläufige Transformation ist als ein Spezialfall der Transformation T_{sw} formulierbar:

$$p_{TCPw} = \begin{pmatrix} x_{TCPw} \\ y_{TCPw} \\ z_{TCPw} \end{pmatrix} = v \,. \tag{6}$$

5.2.3. Welt- in Sensorkoordinaten T_{ws}

Hierbei handelt es sich um die Umkehrung der Transformation nach Abschn. 5.2.1. auf der Grundlage der invertierten Matrix T:

$$p_s^h = T^{-1} \cdot p_w^h \,. \tag{7}$$

5.2.4. Sensor- in Roboterkoordinaten T_{sq}

Der qualitative Unterschied dieser und der im Abschn. 5.2.5. zu behandelnden Transformationen zu den vorangegangenen besteht darin, daß (1) nach den Argumenten γ, β_1, β_2, β_3, α, die impliziter Bestandteil der Koeffizienten $r_{11}, \ldots, r_{33}, v_x, v_y, v_z$ der Matrix sind, aufzulösen ist. Dazu müssen neben den Werten für p_s diejenigen für p_w, z. B. als Lageführungsgrößen, bekannt sein.
Die geschlossenene analytische Lösung dieser Aufgabe ist i. allg. nicht möglich, jedoch bietet sich die zweistufige Transformation über das Weltkoordinatensystem (vgl. Tafel 3 und Bild 3c) an.

5.2.5. Welt- in Roboterkoordinaten T_{wq}
(inverse Koordinatentransformation)

Im Unterschied zu Abschn. 5.2.4. ist für p_s jetzt $p_{TCPs} = (0, 0, 0)$ zu setzen. Zur Lösungsfindung existieren in der Praxis zwei grundsätzliche Verfahrensweisen [12]:

a) Aufstellen eines Gleichungssystems auf der Grundlage der invertierten Einzelmatrizen für die Überführung gliedfester Koordinatensysteme (vgl. Abschn. 5.2.1., z. B. in [3] und [12] dargestellt). Der Rechenaufwand zur Lösung des Systems ist meist so groß, daß selbst bei leistungsfähigen Steuerrechnern Echtzeitprobleme auftreten.
b) Aufstellen der Lösungsgleichungen, ausgehend von der kinematischen Struktur eines konkreten Robotertyps. Auf Kosten der Universalität entstehen i. allg. einfachere Lösungsalgorithmen.

Die Vorgehensweise nach b) führt für die kinematische Struktur Bild 1 zu folgenden Lösungsgleichungen [9], wobei zur Vereinfachung der Schreibweise für $x_{TCPw}, y_{TCPw}, z_{TCPw}$ jetzt X, Y, Z und für $o_{TCPwx}, o_{TCPwy}, o_{TCPwz}$ jetzt O_x, O_y, O_z stehen:

$$\left.\begin{aligned}
\gamma &= \begin{cases} \arctan \dfrac{Y - O_y}{X - O_x} & \text{für } (X - O_x) \geqq 0 \\[2ex] \pi - \arctan \dfrac{Y - O_y}{X - O_x} & \text{für } (X - O_x) < 0 \end{cases} \\
\beta_1 &= -\frac{\pi}{2} + \arccos \frac{L_{12}^2 + L_1^2 - L_2^2}{2 \cdot L_{12} \cdot L_1} + \arctan \frac{L_{12}^*}{L_{12}'} \\
\beta_2 &= -\arccos \frac{L_{12}^2 + L_2^2 - L_1^2}{2 \cdot L_{12} \cdot L_2} + \arctan \frac{L_{12}^*}{L_{12}'} \\
\beta_3 &= \arctan \frac{O_x \cdot \cos \gamma - O_y \cdot \sin \gamma}{O_z} \\
\alpha &= \begin{cases} \arcsin \dfrac{O_x \cdot \sin \gamma - O_y \cdot \cos \gamma}{L_4} & \text{für } O_z < 0 \\[2ex] \pi - \arcsin \dfrac{O_x \cdot \sin \gamma - O_y \cdot \cos \gamma}{L_4} & \text{für } O_z \geqq 0 \end{cases}
\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

mit:

$$L_{12}' = \sqrt{(X - O_x)^2 + (Y - O_y)^2} - L_3 \cdot \cos \beta_3$$
$$L_{12}^* = Z - O_z - L_0 - L_3 \cdot \sin \beta_3$$
$$L_{12}^2 = L_{12}'^2 + L_{12}^{*2}$$

$L_1 \ldots L_4$ Konstanten (s. Abschn. 5.1.).

Es ergeben sich folgende Vorteile: Die Effektororientierung wird im Weltkoordinatensystem dargestellt; die Bewegung der Hauptachsen beeinflußt nicht die Effektororientierung. Zu beachten sind Unstetigkeitsstellen bei $\beta_3 = \arctan 0/0$ sowie an der Stelle $-0 < O_z < +0$.
Dieses Problem läßt sich umgehen, wenn man die Handgelenkachsen β_3 und α in der Transformation T_{wq} nicht berücksichtigt, d. h., aus den kartesischen Koordinaten des anzufahrenden Raumpunktes (X, Y, Z) und den beiden Handachsenkoordinaten (β_3, α) werden die Gelenkwinkel der drei Hauptachsen berechnet:

$$\gamma, \beta_1, \beta_2 = f(X, Y, Z, \beta_3, \alpha) \,. \tag{9}$$

Man erhält bei einem vertretbaren Aufwand eine im gesamten Bewegungsraum des Roboters eindeutige Transformation. Wegen der fehlenden dritten Handachse verbleibt jedoch der Einfluß der γ-Achse auf die Effektororientierung.

6. Beispiel einer Sensordatenverarbeitung

Für den Industrieroboter nach Bild 1 (IR 10 E [7]) wurde eine Sensordatenverarbeitung nach Bild 3b entwickelt und in die Steuerung IRS 650 implementiert. Die Transformation T_{wq} ist entsprechend Abschn. 5.2.5. realisiert.
Bezüglich der Transformation T_{sw} ist zu berücksichtigen, daß die Sensormeßwerte erforderliche *Bahnkorrekturen* repräsentieren, d. h. auf die aktuelle Effektorposition bezogene relative Bewegungskoordinaten darstellen. Demnach ist (1) wie folgt zu modifizieren:

$$\Delta p_w = \begin{pmatrix} \Delta x_w \\ \Delta y_w \\ \Delta z_w \end{pmatrix} = T \cdot \begin{pmatrix} x_s \\ y_s \\ z_s \\ 1 \end{pmatrix} - T \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} =$$
$$= \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_s \\ y_s \\ z_s \end{pmatrix} . \tag{10}$$

Δp_w Bahnkorrekturvektor im Weltkoordinatensystem

Zur Verrechnung mit den aus dem Programm gebildeten Bahnvorgaben dient ein aufsummierter Korrekturwert Δp_w^*, der zum Zeitpunkt v folgenden Wert hat:

$$\Delta p_{wv}^* = \Delta p_{wv-1}^* + \Delta p_{wv} \,. \tag{11}$$

Hiermit wird das ständige Nachführen der Effektorspitze entsprechend den Sensormeßwerten sichergestellt.
Da der Industrieroboter IR 10 E für die Hand ein Geradführungsgetriebe hat, ist die Effektorstellung unabhängig von den Werten für β_1 und β_2. Wegen (9) besteht bei vorgegebenem β_3 und α nur über den Winkel γ ein Einfluß auf die Effektorstellung im Weltkoordinatensystem.
Die Sensordatenverarbeitung (SDV) wurde zusätzlich zur Transformation T_{wq} auf der speichergekoppelten Recheneinheit SRE 2 (Slaverechner 2) implementiert. Damit war es möglich, vorhandene Arithmetikmodule von T_{wq} zu nutzen. Zum Gesamtalgorithmus für die SDV gehören:

— Berechnung der Koeffizienten der Matrix in (10)
— Multiplikation der Koeffizienten mit den Sensorkoordinaten entsprechend (10)
— Addition nach (11)
— Summation von Korrektur- und programmierten Bahnkoordinaten.

Die Rechnungen werden im 2-byte-Festkommaformat im Dualkode durchgeführt. Die Gesamtlaufzeit der Programme beträgt 13,5 ms. Die Transformation T_{wq} erfordert 24 ms. Damit ist es möglich, eine Transformation T_{wq} und eine SDV im Rechentakt der Wegesteuerung (40 ms) durchzuführen.

Die Sensordaten können binäre oder digitale Größen sein. Sie werden durch Module eines Programmsystems zur SDV — darüber soll zu einem späteren Zeitpunkt berichtet werden — berechnet. Für den Anwendungsfall Fugenverfolgung können z. B. binären Signalen oder digitalen Kodes numerische Variable zugeordnet werden. Diese Variable bilden den Korrekturvektor des Sensors, der in jedem Steuerungszyklus zu den programmierten Bahnkoordinaten addiert wird. Damit sind verschiedene Korrekturgeschwindigkeiten realisierbar.

Die praktische Erprobung erfolgte in Verbindung mit einem faseroptischen Sensor für den Anwendungsfall Anfangssuche und Sensierung von Stumpfnähten für das Schweißen dünner Bleche. Erzielte Resultate sind in [14] dargestellt.

Zusammenfassung

Der Beitrag befaßt sich mit Problemen der Sensordatenverarbeitung in Industrierobotersteuerungen. Ausgehend von den Aufgaben einer Sensordatenverarbeitung werden Varianten als Signalflußbilder vorgestellt und charakteristische Merkmale für deren Einsatz diskutiert. Ein zentrales Problem sind — insbesondere für Gelenkroboter — die Koordinatentransformationen. Neben dem Welt- und dem Roboterkoordinatensystem verlangt der Sensoreinsatz i. allg. die Definition eines weiteren Koordinatensystems (Sensorkoordinatensystem). Dadurch erhöht sich die Zahl möglicher Transformationen, die zur Überführung der Positions- und Orientierungskoordinaten in den drei Systemen untereinander möglich sind, auf theoretisch 6, praktisch 5 bzw. 4. Hierfür werden die grundlegenden mathematischen Lösungsgleichungen dargestellt.

Als Anwendungsbeispiel wird eine realisierte Sensordateneinbeziehung und -verarbeitung für den 5-Achsen-Gelenkroboter IR 10 E mit der Steuerung IRS 650 vorgestellt. Die insgesamt notwendigen Transformationen sind in Echtzeit innerhalb der Dauer eines Wegesteuertaktes realisierbar.

Literatur

[1] Swaczina, K.: Sensordatenverarbeitung für bahngesteuerte Handhabungsautomaten. München/Wien: Carl Hanser Verlag 1983.

[2] Robotersteuerung. Offenlegungsschrift DE 32 44 307 A1. Berlin/München: Siemens AG. Anm.: 30. 11. 82.

[3] Schwarz, W.; Meyer, G.; Zecha, M.: Industrierobotersteuerungen. Berlin: VEB Verlag Technik 1985.

[4] Stoitschew, L.: Eine Mikroprozessorimplementierung schneller Koordinatentransformation für Industrieroboter in Gelenkaufbau. msr, Berlin 24 (1981) 5, S. 289—290.

[5] Tersch, H.; Karguth, A.; Pham Anh Tuan; Zimmermann, K.: Generierung von Führungsgrößen für die Steuerung von Industrierobotern. ZIM-Roboterinformation (1985) 1, S. 22—31.

[6] Meier, Ch.: Sensorsignalverarbeitung in Robotersteuerungen. Technica 35 (1986) 13, S. 13—17.

[7] Industrieroboter IR 10 E/IR 60 E. Technische Kundendokumentation. VEB Kombinat Fortschritt Landmaschinen.

[8] Blume, C.; Dillmann, R.: Frei programmierbare Manipulatoren. Würzburg: Vogel-Verlag 1981.

[9] Sporn, U.: Koordinatentransformation für einen Gelenkroboter beim Einsatzfall Lichtbogenschweißen. Zentrale wiss. Studentenkonferenz Soz. Rationalisierung. Postervortrag Dresden 1985.

[10] Heiss, H.: Die explizite Lösung der kinematischen Gleichung für eine Klasse von Industrierobotern. Dissertation, TU Berlin (West) 1985.

[11] Denavit, J.: A Kinematic Notation for Lower-Pair Mechanisms Based on Matrices. ASME-Journal of Applied Mechanics (1953) p. 215.

[12] Sadre, A.; Smith, R.; Cartwright, W.: Coordinate transformation for two Industrial Robots. Int. Conf. Robots, Atlanta/USA, 13. bis 14. März 1984.

[13] Blume, F.; Körber, K. H.; Lehmann, M.; Rebentrost, A.: Entwicklung und Erprobung einer sensorischen Bahnverfolgung mit Gelenkroboter und IRS 650. Schweißtechnik, Berlin 35 (1985) 7, S. 308—310.

[14] Kramer, A.; Günther, F.; Hesse, L.: Automatisierung des MAG-Schweißens mit faseroptischem Sensor. ZIS-Mitteilung 29 (1987) 12, S. 1295—1303.

[15] Palm, R.: Probleme der Steuerung von Industrierobotern mit externer Sensorik. msr, Berlin 29 (1986) 9, S. 402—407.

[16] Palm, R.; Simmat, E.; Ahlberendt, N.: Regelungsverfahren für einen Industrieroboter mit Kraftsensor zum Schleifen und Entgraten von Oberflächen. msr, Berlin 27 (1984) 12, S. 530—533.

msr 8748

Graphentheoretische Bestimmung der Anzahl der strukturellen Nullstellen im Ursprung

Die Systembeschreibung nach [1]

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + ez(t)\,, \tag{1}$$

$$y^m(t) = C^m x(t)\,, \tag{2}$$

$$y(t) = c^T x(t)\,, \tag{3}$$

$$u(t) = F y^m(t)\,, \tag{4}$$

$x(t) \in R^n$ Zustandsgrößenvektor; $u(t) \in R^m$ Steuergrößenvektor; $y^m(t) \in R^r$ Meßgrößenvektor; $z(t)$ Störgröße; $y(t)$ Regelgröße; A, B, C^m, F, e, c konstante reelle Matrizen bzw. Vektoren passender Dimension

kann zu

$$\dot{x}(t) = (A + BFC^m)\, x(t) + ez(t)\,, \tag{5}$$

$$y(t) = c^T x(t) \tag{6}$$

zusammengefaßt werden. Nach Anwendung der Laplace-Transformation erhält man daraus die Übertragungsfunktion

$$\frac{y(s)}{z(s)} = \frac{N(s)}{\det\,(sI - A - BFC^m)} \tag{7}$$

mit dem Nullstellenpolynom

$$N(s) = p_{n-1}s^{n-1} + \dots + p_1 s^1 + p_0 = \tag{8}$$

$$= \det \begin{bmatrix} sI - (A + BFC^m) & -e \\ c^T & 0 \end{bmatrix} = \tag{9}$$

$$= \det \begin{bmatrix} sI - A & -e & -B & 0 \\ c^T & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_m & F \\ C^m & 0 & 0 & I_r \end{bmatrix} = \det\,(Q(s))\,. \tag{10}$$

Die Gültigkeit der Umformung von (9) nach (10) kann durch Anwenden der Schurschen Regel

$$\det \begin{bmatrix} R & S \\ T & U \end{bmatrix} = \det R \cdot \det\,(U - TR^{-1}S) \tag{11}$$

bewiesen werden.
Jeden Term der Determinante (10) kann man als eine vollständige Zuordnung in dem Strukturgraph deuten, dessen Adjazenzmatrix gerade die Struktur der in (10) notierten Matrix $Q(s)$ wiedergibt. Die Determinantenterme lassen sich nach Potenzen von s ordnen. Der nicht identisch verschwindende Term mit der niedrigsten s-Potenz bestimmt die Anzahl der strukturellen Nullstellen im Ursprung. Jeder dieser Terme läßt sich als eine vollständige Zuordnung mit minimalen Kosten deuten, wenn man der quadratischen Matrix $Q(s)$ in (10) eine Kostenmatrix K wie folgt zuordnet:

$$k_{ij} = 1 \quad \text{für} \quad q_{ij} \neq 0\,,$$

$$k_{ii} = 2 \quad \text{für} \quad a_{ii} = 0\,, \qquad (i = 1, \dots, n)\,,$$

$$k_{ij} = \infty \quad \text{für} \quad q_{ij} = 0\,.$$

Nach einer Bestimmung der vollständigen Zuordnung mit minimalen Kosten K_{min} mit Hilfe eines entsprechenden Standardprogrammes [2] und [3] kann die Anzahl der strukturell festen Nullstellen in $s = 0$ sofort angegeben werden.
Für $K_{min} \leqq 2n + m + r$ erhält man dann genau $k_{min} - (n + m + r + 1)$ strukturell feste Nullstellen in $s = 0$. Ist $K_{min} > 2n + m + r$, dann gilt $N(s) = 0$ für alle strukturell äquivalenten Systeme.
Der hier vorgestellte Algorithmus ist im Prinzip mit dem in [4] angegebenen identisch, so daß ein auf diesem Algorithmus basierendes Programm, die folgenden numerischen Eigenschaften besitzt (vgl. [4] und [5]):

- leichte Realisierbarkeit
- geringer Rechenzeitbedarf
- keine durch Rundungsfehler bedingten numerischen Schwierigkeiten, da nur Integeradditionen bzw. -subtraktionen benötigt werden
- zur Analyse von Großsystemen geeignet.

Literatur

[1] BIEDERMANN, D.: Nullstellenbestimmung für Mehrgrößensysteme mit Hilfe von Strukturgraphen. msr, Berlin 29 (1986) 10, S. 445—447.
[2] BURKARD, E. B.; DERIGS, U.: Assignment and Matching Problems: Solution Methods with FORTRAN. Berlin: Springer-Verlag 1980.
[3] JONKER, R.; VOLGENANT, A.: A shortest augmenting path algorithm for dense and sparse linear assignment problems. Computing 38 (1987), S. 325—340.
[4] SVARICEK, F.: Graphentheoretische Ermittlung der Anzahl von strukturellen und streng strukturellen Invarianten Nullstellen. Automatisierungstechnik 34 (1986) 12, S. 488—497.
[5] SVARICEK, F.: A graph-theoretic algorithm for computing the number of invariant zeros of large scale systems. Proc. of the Int. Symp. of Systems Analysis and Simulation, Berlin 1985.

msr 8935

Dr.-Ing. F. SVARICEK, Universität — Gesamthochschule Duisburg, Fachbereich Maschinenbau, Institut für Meß-, Steuer- und Regelungstechnik

R. Wieland

LISP — eine Einführung für Automatisierungstechniker 2

1.2. Elementare Anweisungen

Wie bereits eingangs festgestellt, können Listen sowohl Daten als auch Programme verkörpern. So stellen folgende *Beispiele* einfache Anweisungen dar:

```
(+ 3 4 5)      ⇒ 12
(* 3 4)        ⇒ 12
(— 17 3)       ⇒ 14
(/ 30 6)       ⇒ 5 .
```

Der Interpreter wertet das erste Symbol als Funktionssymbol, die restlichen Elemente der Liste dienen als Argumente. Es gibt in LISP Funktionen mit variabler Anzahl von Argumenten und solche mit einer festen Anzahl. Die Arbeit des LISP-Interpreters besteht aus einem sogenannten Read-eval-print-Zyklus, d. h., die Liste wird eingelesen, das erste Symbol als Funktionssymbol gewertet, die Funktion ausgeführt und das Ergebnis zurückgegeben. Damit werden prinzipiell alle Listen als Funktionen interpretiert. Für die Darstellung von Daten in Listenform muß eine Auswertung als Funktion verhindert werden. Dafür gibt es in LISP das Symbol „QUOTE" oder „'". Ein vor eine Liste gestelltes „'" verhindert also ihre Auswertung. Korrekt müßte das Beispiel aus dem vorherigen Abschnitt lauten:

' (normal gestört havarie reparatur).

Diese Eingabe würde vom Interpreter quittiert, hätte aber sonst keinerlei Auswirkungen. Für eine Wertzuweisung in LISP gibt es das Symbol SETF bzw., weniger universell, SETQ. Damit wird es möglich, der Variablen „Systemzustandsmenge" die obige Liste zuzuweisen:

(SETF systemzustandsmenge ' (normal gestört havarie reparatur)).

Der Interpreter antwortet mit:

⇒ (normal gestört havarie reparatur).

Mit SETF können auch einfache Variable gebunden werden:

```
(SETF x  3
      y  7
      z  14).
```

Auf folgende Eingabe würde dann der Interpreter antworten:

```
x              ⇒ 3
(* x y)        ⇒ 21
(+ x y z 10)   ⇒ 34 .
```

Mit SETF können globale Variable gebunden werden. Auch bei der Arbeit mit Feldern und den später beschriebenen Property-Listen spielt SETF eine wichtige Rolle. Da Listen sowohl Daten als auch Programme sein können, ist auch folgendes möglich:

(SETF a (* 4 5)) ⇒ 20.

Hier wird a der Wert der Funktion (* 4 5) zugewiesen. Bei einer Eingabe von a würde der Interpreter also mit 20 antworten. Ein ganz anderes Ergebnis erhält man, wenn durch ' die Auswertung des Ausdruckes (* 4 5) verhindert worden wäre:

(SETF b '(* 4 5) ⇒ (* 4 5).

Die Konstruktion (SETF b '(* 4 5)) bindet b an die Liste (* 4 5). Eine nachträgliche Interpretation des an b gebundenen Ausdrucks (* 4 5) als Funktion ist durch EVAL möglich.

(EVAL b)   ⇒ 20.

EVAL hebt also das „quoten" auf.

Eine andere, in LISP-Programmen häufig vorkommende Konstruktion ist die Anwendung von Funktionen auf Argumentlisten. Das ist mit APPLY erreichbar. Soll beispielsweise die Funktion + auf die Argumente (3 4 5 6) angewandt werden, so ist folgendes anzugeben:

(APPLY + '(3 4 5 6)) ⇒ 18.

Wie im Abschn. 1.1. bereits angedeutet, können Listen auch wieder Listen enthalten. Damit sind, bedingt durch die syntaktische Äquivalenz von Daten und Programmen, beliebig verschachtelte Anweisungen möglich. Die Auswertung erfolgt entsprechend der Klammerstruktur von innen nach außen.

Beispiele:

```
(+ 3 (* 4 5))           ⇒ 23
(— (* 4 5)(/ 30 6))     ⇒ 15
(+ (* 3 3)(* 4 4))      ⇒ 25
```

Neben diesen hier vorgestellten 4 numerischen Operationen existieren in Common-LISP alle aus anderen Programmiersprachen bekannten Funktionen, wie Winkelfunktionen, Exponentialfunktion usw. In GC-LISP sind diese Funktionen nicht implementiert. Inwieweit in neueren Implementationen von GC-LISP diese Funktionen enthalten sind, entzieht sich den Kenntnissen des Autors.

1.3. Operationen mit Listen

Wie der Name LISP schon ausdrückt, bilden Listen in dieser Sprache den wichtigsten Datentyp. Neben der eleganten Behandlung von Listen (die sonst üblichen Zeigertechniken sind dem Nutzer verborgen) existiert noch eine Reihe von Operationen über Listen. Die Funktion CAR (kahr gesprochen) liefert das erste Element einer Liste, die Funktion CDR (kuder gesprochen) gibt die Restliste zurück.

```
(CAR '(a b c d))        ⇒ a
(CDR '(a b c d))        ⇒ (b c d)
```

Mittels der Verschachtelung beider Funktionen kann auf einzelne Elemente bzw. Teillisten zugegriffen werden.

```
(CAR (CDR '(a b c d))) ⇒ b
(CDR (CDR '(a b c d))) ⇒ (c d)
```

Für die Verschachtelung von CAR/CDR existiert in LISP eine verkürzte Schreibweise:

```
(CAR (CDR ...        = (CADR ...
(CDR (CDR ...        = (CDDR ...
(CAR (CDR (CDR ...   = (CADDR ...
```

Diese Schreibweise ist in GC-LISP bis zu einer Verschachtelungstiefe von 3 erlaubt (also CADDR, aber nicht CADDDR). Während die Funktionen CAR/CDR den Zugriff auf Teile von Listen sichern, können mittels der Funktionen CONS, LIST, APPEND Listen konstruiert bzw. erweitert werden.

(CONS 'a '(b c d))   ⇒ (a b c d)

Mit CONS wird das Element a als erstes Element in die Liste '(b c d) aufgenommen. Das aufzunehmende Element darf selbst wieder eine Liste sein. So würde z. B. mit

(CONS '(a b) '(c d))   ⇒ ((a b) c d)

die Teilliste (a b) als erstes Element eingefügt werden. Mit CONS ist aber auch folgendes möglich:

(EVAL (CONS '* '(4 5))) ⇒ 20,

d. h., es wird eine Liste konstruiert, die dann anschließend als Programm interpretiert und ausgewertet wird. Hier deuten sich Möglichkeiten an, mit LISP selbst Programme zu generieren.
Die Funktion LIST erzeugt aus Elementen eine neue Liste.

(LIST 'a 'b 'c 'd) ⇒ (a b c d)
(LIST '(a b) '(c d)) ⇒ ((a b) (c d))

APPEND führt zur Verknüpfung zweier Listen zu einer Liste. Im Gegensatz zu LIST müssen bei APPEND alle Argumente Listen sein.

(APPEND '(a b) '(c d)) ⇒ (a b c d)

An dieser Stelle sei bemerkt, daß die bisher vorgestellten Funktionen zur Manipulation mit Listen diese Listen nicht physisch verändern. Eine physische Veränderung ist durch die universelle Funktion SETF möglich.

(SETF x '(a b c)) ⇒ (a b c)
(SETF y '(d e f)) ⇒ (d e f)
(APPEND x y) ⇒ (a b c d e f)

Die Bindungen von x und y ändern sich dabei nicht:

x ⇒ (a b c)
y ⇒ (d e f)

Mit SETF kann eine neue Variablenbindung erzeugt werden:

(SETF x (APPEND x y)) ⇒ (a b c d e f)
x ⇒ (a b c d e f).

Die Variable x wurde jetzt an die Liste (a b c d e f) gebunden. Darüber hinaus gibt es eine Reihe weiterer elementarer Funktionen in LISP, die Listen physisch verändern. Hier sollen stellvertretend nur zwei genannt werden. POP entfernt das erste Element einer Liste und verkürzt gleichzeitig diese Liste. PUSH addiert physisch ein neues Element zu der Liste.

(SETF x '(a b c d)) ⇒ (a b c d)
(POP x) ⇒ a
x ⇒ (b c d)
(PUSH 15 x) ⇒ (15 b c d)
x ⇒ (15 b c d)

Neben diesen hier vorgestellten grundlegenden Operationen mit Listen gibt es in LISP noch eine Vielzahl anderer Funktionen zur Listenmanipulation, auf die aber an dieser Stelle nicht weiter eingegangen werden kann.

(wird fortgesetzt)

F. Roß

PROLOG — eine Einführung für Automatisierungstechniker 2

Im folgenden soll mittels einer Wissensbasis, bestehend aus den Fakten (6) und (7) und der Regel (8), die Behauptung bewiesen werden, daß die Aussage $b_3 \leftarrow$ wahr ist.

$$b_1 \leftarrow \quad (6)$$
$$b_2 \leftarrow \quad (7)$$
$$b_3 \leftarrow b_1 \wedge b_2 \quad (8)$$

Die negierte Behauptung

$$\leftarrow b_3 \quad (9)$$

wird dem Klauselsystem hinzugefügt.
Mit dem Resolventenprinzip wird nun versucht, die Inkonsistenz des neues Klauselsystems nachzuweisen:

(6) + (8) $b_3 \leftarrow b_2$ (10)
(7) + (10) $b_3 \leftarrow$ (11)
(9) + (11) $\leftarrow$.

Durch die Erzeugung des Widerspruchs ist der Nachweis der Inkonsistenz der Klauselmenge und damit der Falschheit der negierten Behauptung (9) gelungen. Das ist der Beweis für die Wahrheit der nichtnegierten Behauptung [20] und [12].

Beispiel:

```
funktionstüchtig (anlage_1).                                   (12)
kann_bearbeiten (anlage_1,2).                                  (13)
kann_aus_dem_Lager_entnehmen (anlage_1,2):—                    (14)
        funktionstüchtig (anlage_1),
        kann_bearbeiten (anlage_1,2).

?—kann_aus_dem_Lager_entnehmen (anlage_1,2).                   (15)

(12) + (14)
kann_aus_dem_Lager_entnehmen (anlage_1,2):—                    (16)
        kann_bearbeiten (anlage_1,2).

(13) + (16)
kann_aus_dem_Lager_entnehmen (anlage_1,2).                     (17)
```

(15) + (17) erzeugt den Widerspruch, womit die Behauptung bewiesen wurde.

2. PROLOG-Syntax

Da PROLOG eine noch relativ junge Sprache ist und sie prinzipiell ohne „Befehlssatz" auskommt, wurden bis heute verschiedene Sprachkonstruktionen entwickelt, die sich mehr oder weniger stark voneinander unterscheiden und zumindest die Portabilität der Programme erschweren. Im weiteren verwenden wir die sogenannte „Edinburgh-Syntax", die sich doch durchzusetzen scheint und heute als Quasi-Standard angesehen wird [11]. Auf eine weitere, vor allem auf Personalcomputern weit verbreitete Syntax-Version, das micro-PROLOG [21] und [22], wird im letzten Abschnitt näher eingegangen.
Ein PROLOG-Programm setzt sich aus der Wissensbasis, bestehend aus Fakten und Regeln, und den Anfragen zusammen. Der grundlegende Baustein, aus dem sich sowohl die Fakten und Regeln als auch die Anfragen aufbauen lassen, ist der Term.

2.1. Terme

Terme können als
- Konstanten
- Variablen
- Strukturen
- Listen

auftreten. Bild 1 zeigt das zugehörige Syntaxdiagramm.
In den folgenden Abschnitten sollen die Begriffe im einzelnen erläutert werden.

2.1.1. Konstanten

Konstanten haben stets einen festen Wert und können als Integer-Zahlen oder Atome auftreten (Bild 2).

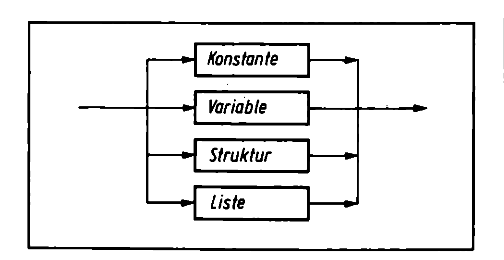


Bild 1. Syntaxdiagramm Term

Bild 2. Syntaxdiagramm Konstante

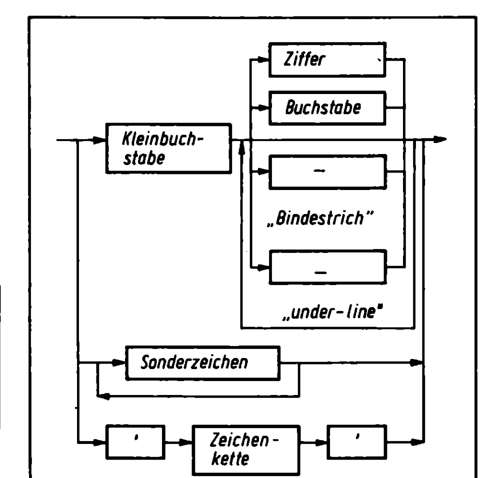


Bild 3. Syntaxdiagramm Atom

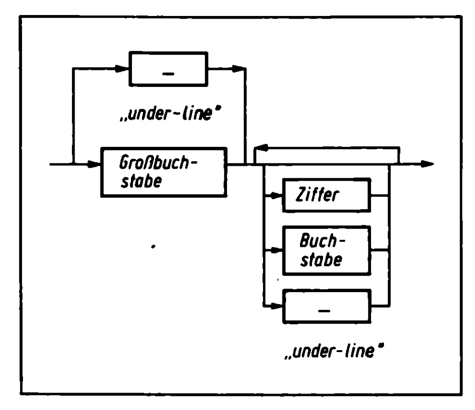


Bild 4. Syntaxdiagramm Variable

Bild 6. Grafische Darstellung von Strukturen

Bild 5. Syntaxdiagramm Struktur

Integer

Integer-Zahlen sind positive oder negative ganze Zahlen. Die Beschränkung auf die Verarbeitung von ganzen Zahlen stellt keine Beeinträchtigung der Sprache dar, da PROLOG für die logische und nicht für die numerische Programmierung eingesetzt wird. Moderne PROLOG-Interpreter/-Compiler bieten die Realzahlenverarbeitung und zum Teil die Verwendung mathematischer Funktionen an. Treten jedoch während der Abarbeitung eines Programmes größere Berechnungen auf, sollten diese aus Gründen der Abarbeitungsgeschwindigkeit und des Speicherplatzbedarfs in einer anderen Sprache realisiert werden.
Beispiele: 11, 38 763, 0, —6

Atome

Prädikate (Relationen), Symbole oder Operatoren werden zusammenfassend als Atome bezeichnet. Sie können Buchstaben, Ziffern, den Bindestrich und das Unterstreichungszeichen enthalten, müssen jedoch stets mit einem Kleinbuchstaben beginnen (Ausnahme Operatoren). Atome, die beliebige Zeichen enthalten sollen, werden in Hochkomma eingeschlossen. Atome, die nur aus Sonderzeichen bestehen, repräsentieren Operatoren.

Beispiele:
anlage1
anlage_1
'Anlage 1'
kann_aus_dem_Lager_entnehmen
'22. September'
?—
:—
*
⇒
Bild 3 zeigt das zugehörige Syntaxdiagramm.

2.1.2. Variablen

Variablen sind nichtinstanzierte Argumente von Prädikaten und sind Repräsentanten für Konstanten, Strukturen oder Listen. Variablen bestehen ebenfalls aus Buchstaben und Ziffern, dürfen jedoch nur das Unterstreichungszeichen als Sonderzeichen beinhalten. Variablen müssen mit einem Großbuchstaben oder mit dem Unterstreichungszeichen beginnen.

Beispiele:
Posten_2
Anlage
_defektes_Geraet

In vielen Fällen ist es bei der Suche in der Wissensbasis nur notwendig zu wissen, daß ein Term an einer bestimmten Stelle der Argumentmenge eines Prädikates steht, jedoch der Wert des Terms nicht von Interesse ist. Für diesen Fall existiert eine besondere Variable, die anonyme Variable oder der allgemeine Platzhalter, die durch einen einzelnen Unterstreichungsstrich dargestellt wird.

Beispiel:
```
kann_aus_dem_Lager_entnehmen(X,Y):—
        funktionstuechtig(X),
        kann_bearbeiten(X,Y,_).
```

Im Gegensatz zu anderen Variablen werden mehrere anonyme Variablen innerhalb einer Klausel unabhängig voneinander instanziert (Bild 4).

2.1.3. Strukturen

Eine Struktur ist ein einzelnes Objekt, das aus anderen Objekten zusammengesetzt ist, deren Beziehung zueinander sie durch einen Relationsausdruck beschreibt. Der Relationsausdruck heißt Funktor (Prädikat) und steht als einzelnes Atom vor einer runden Klammer, die die durch Kommata getrennten Objekte einschließt, deren Relation zueinander beschrieben wird. Diese Objekte sind die Strukturkomponenten und können Konstanten, Variablen, Listen und selbst wieder Strukturen sein.

Beispiele:
kann_bearbeiten(anlage_1,2,30)
schaltkreis('U880',hergestellt(mme,1987))

Bild 5 zeigt das Syntaxdiagramm.
Größere und kompliziertere Strukturen können zur besseren Übersicht als Baum geschrieben werden. Das erhöht das Verständnis vor allem solcher Strukturen, die mehrere Unterstrukturen enthalten (Bild 6).

(wird fortgesetzt)

KDT-Fachtagung in Leipzig

Der Fachausschuß „Prozeßrechentechnik" der wissenschaftlichen Sektion „Automatisierungstechnik" im Fachverband „Chemische Technik" der KDT führte gemeinsam mit der Sektion Automatisierungsanlagen der TH Leipzig am 17. und 18. November 1987 in Leipzig eine Fachtagung zum Thema: „Erfahrungen beim Einsatz von Prozeßrechnern zur Automatisierung kontinuierlicher Prozesse" durch. Ziel der Tagung war ein Erfahrungsaustausch über den Einsatz von Prozeßrechnern und Expertensystemen in Automatisierungsanlagen.

Die Tagung, die seitens der Industrie und Hochschulen reges Interesse fand, gliederte sich in die Themenkomplexe:

1. Steuerung komplexer Systeme/Mehrproduktanlagen
2. Beratungs- und Expertensysteme
3. Erfahrungen beim Einsatz neuer Automatisierungsanlagen

Besondere Aufmerksamkeit fanden die perspektivisch-orientierten Themen des 2. Themenkomplexes „Beratungs- und Expertensysteme". Die inhaltlichen Schwerpunkte reichten von Stand und Tendenzen über die Nutzung bis zu Detailfragen des Aufbaus von Expertensystemen für die Prozeßsteuerung.
Praxiserfahrungen und Problemlösungen von Anlagenbetreibern vermittelten die Vorträge in den beiden weiteren Themenkomplexen, die über realisierte Automatisierungslösungen berichteten.

msr 8809 W. Haselbauer

Fortschritte in der Automatisierungstechnik durch Informationstechnik

Die Fachtagung „Fortschritte in der Automatisierungstechnik durch Informationstechnik" fand am 27. Oktober 1987 im Rahmen der Woche der Wissenschaft und Technik im Kombinat VEB Chemische Werke Buna statt. Sie wurde gemeinsam vom Fachunterausschuß (FUA) Meß- und Gerätetechnik des Fachverbandes Chemische Technik und der Fachsektion MSR- und Prozeßrechentechnik der KDT Buna durchgeführt. Mit 152 Teilnehmern aus 26 Betrieben und Institutionen fand die Tagung ein reges Interesse. Die Veranstaltung, die unter Leitung des Vorsitzenden des FUA Meß- und Gerätetechnik, H. Iltzsche, durchgeführt wurde, diente in erster Linie dem Austausch von Erfahrungen, die bei der Vorbereitung und Anwendung mikrorechnergestützter Geräte, Einrichtungen und Systeme zur Lösung von Meß- und Automatisierungsaufgaben gemacht wurden. Damit sollte insbesondere dem Informationsbedürfnis eines breiten Interessentenkreises nach neuen gerätetechnischen Lösungen der DDR-Industrie, aber auch nach Möglichkeiten der Anwendung von Beratungs-/Expertensystemen in der Prozeßautomatisierung Rechnung getragen werden.
Das Programm beinhaltete die Beiträge:

- J. Wernstedt (*TH Ilmenau*): Anwendung von Beratungs-/Expertensystemen in der Prozeßautomatisierung
- H. Korner (*KEAW Berlin*): Prozeßnahes Steuerungs- und Regelungssystem EAW electronic S 2000
- U. Wiesner (*KEAW Berlin*): P 8000 — ein modernes Programmier- und Entwicklungssystem
- H. Müller-Zahn (*GRW Teltow*): Das Prozeßleitsystem audatec — gegenwärtiger Stand und Tendenzen der Weiterentwicklung
- G. Poppe (*Premnitz*): Einsatz moderner Prozeßleitsysteme zur Automatisierung verfahrenstechnischer Prozesse
- J. Rakoczy (*MEW Magdeburg*): CC-OP-Programmierbare Mikroprozessorlösung für die Klein- und Aggregatautomatisierung
- H. Dreizner, A. Köthen (*Leuna*): Erfahrungen bei der Erarbeitung einer CAD/CAM-Lösung zur Fertigung von Leiterplatten

J. Wernstedt gab in seinem Plenarvortrag einen Überblick über Einsatz- und Entwurfsmöglichkeiten von Beratungs-/Expertensystemen zur Lösung von Diagnose-, Steuerungs- und Planungsaufgaben in komplexen Prozessen. Er erläuterte anhand von Beispielen die Notwendigkeit der Bereitstellung von Entscheidungshilfen bei Prozeßsteuerungen großer komplexer Prozesse, die unvollständig bekannt sind. Die dabei gemachten Erfahrungen waren nicht nur hinsichtlich der technisch-theoretischen Aspekte, sondern auch bezüglich des methodischen Herangehens, der Kaderauswahl, ihrer Stimulierung von außerordentlichem Interesse.
In den beiden Vorträgen vom *KEAW Berlin* wurden von H. Korner und U. Wiesner der konstruktive Aufbau des Systems „EAW electronic S 2000", seine Anwendungsmöglichkeiten und das „Programmier- und Entwicklungssystem P 8000" als universelles Entwicklungssystem für alle in der DDR verfügbaren Mikroprozessoren vorgestellt. Es überraschte, daß in strategischen Überlegungen die Einbeziehung des P 8000 in eine Prozeßleitsystem-Variante für kleinere und mittlere Automatisierungsaufgaben nicht vorgesehen ist, sondern an dessen Stelle wohl dem Arbeitsplatzcomputer A 7150 der Vorzug gegeben werden soll. J. Rakoczy stellte das Erzeugnis „Operationseinheit CC-OP" als Bestandteil der „ursacord-COMPACT-COMBINATION" in seinen technischen Details und den Einsatzmöglichkeiten vor. Dieses Gerät stellt eine interessante Lösung für Einzelaufgaben der Prozeßautomatisierung dar. Darüber hinaus wurde für die Gesamtgeräteentwicklung von *MEW* die Ablösung der Nulltrendgeräte durch ucc, PMC und PMM angezeigt. Im abschließenden Vortrag erhielten die Teilnehmer von A. Köthen einen praktischen Einblick in den fortgeschrittenen Stand von Leiterplattenentwurf und -fertigung in einem Chemiebetrieb. Sinnvolle Kooperationsbindungen zu solchen eventuell aufzubauenden Zentren der Chemie wären hier anzustreben.
Leider mußten die mit viel Spannung erwarteten Vorträge von H. Müller-Zahn und G. Poppe kurzfristig ausfallen.
Aufgrund der Resonanz und Bezug nehmend auf eine Vielzahl von Gesprächen kann die Veranstaltung als gelungener Beitrag zur weiteren Durchsetzung „intelligenter" Automatisierungstechnik gewertet werden, der eine Fülle von Anregungen, aber auch nicht nur ungetrübten Optimismus vermittelte.
msr 8812 L. Bökelmann

87. Budapester Investitionsgütermesse

(Tavaszi BNV '88) vom 18. bis 26. Mai 1988

Während im letzten Messebericht [1] die Sensoren, Kompaktregler und Aktoren im Mittelpunkt der Betrachtungen standen, galt diesmal den Prozeßleitsystemen (PLS) das besondere Interesse. Allgemein werden von ihnen folgende Funktionen erwartet [2] und [3]:

1. Erfüllung aller MSR-Funktionen
2. Errechnung von Prozeßdaten aus meßbaren Hilfsgrößen sowie Berechnung mit integrierter frei programmierbarer Rechenleistung
3. Prozeßführung (Bedienung) über eine Funktionstastatur (ggf. Griffel o. a.) und Prozeßdarstellung (Beobachtung) auf einem Farbmonitor
4. Erfüllung weiterer Funktionen für die Prozeßorganisation, z. B. Protokollierung, Bilanzierung
5. Kommunikation mit nachrüstbaren externen Einheiten über entsprechende Schnittstellen
6. Konfigurierung, d. h. Auswahl und Verknüpfung von Standardsoftwareelementen
7. automatische Dokumentation des aktuellen Zustandes der PLS-Konfiguration.

Charakterisierende Merkmale sind somit:

1. Struktur des Prozeßleitsystems, der Basiseinheit (BSE) und der Bedien- und Beobachtungseinheit (BBE)
2. Gestaltung der Ein- und Ausgabe (E/A) vom bzw. zum Prozeß, insbesondere bei Explosionsgefährdung
3. Zykluszeit und Anzahl der aufschaltbaren MSR-Funktionen
4. Bedien- und Beobachtungsfunktionen unter Nutzung einer virtuellen Tastatur (Tastenfunktion je nach Bildschirminformation)
5. freie Programmierbarkeit und Schnittstellen zu externen systemfremden Geräten
6. Vor- bzw. Rückwärtsdokumentation
7. Minimierung sogenannter Einstiegsversionen bei voller Aufwärtskompatibilität.

Unter dem Slogan ViP (Visualisierung industrieller Prozesse) wurden als kleinste Versionen zum Einstieg handelsübliche Personalcomputer mit Farbgrafik vorgestellt, mit denen Kommunikationen mit SPS (speicherprogrammierbaren Steuerungen) qualitätsvoll ermöglicht wurden.
Der überwiegende Teil der vorgestellten PLS ist wie folgt strukturiert:

- Basiseinheit zur Prozeßkommunikation in prozeßnaher Gestaltung mit Überwachungsbausteinen und Reservebaugruppen
- Systembus mit Steuerstation
- Bedien- und Beobachtungseinheiten in Pultversion mit Farbbildschirm, Tastatur, Pultsteuerrechner und Drucker
- übergeordnete Rechner für die Prozeßführung und das Management.

Für die über 20 international vertriebenen Prozeßleitsysteme ergeben sich die in der Tafel wiedergegebenen ausgewählten Leistungsgrenzen.
Die maximale Anzahl anschließbarer prozeßnaher Einheiten ergibt zusammen mit den maximal aufschaltbaren analogen und binären Ein- und Ausgängen (nicht addierbar) eine Orientierung für den größtmöglichen Ausbaugrad des Systems. Die Anzahl der CPU und die Kapazität der Anwender-RAM sind Orientierungen für die innere Struktur der prozeßnahen Einheit, keineswegs für die Leistungsfähigkeit.
Die kleinste Zykluszeit beim Steuern ist ein Kriterium, ob schnelle Verriegelungen außerhalb des PLS über externe SPS ausgeführt werden müssen. Die angegebene maximale Anzahl von Regelkreisen je prozeßnaher Einheit ist teilweise auch in einem Zyklus unter einer Sekunde realisierbar [2].
Aus der Klasse der CPC (Compact Personal Computer) wurden einige Geräte im Aktentaschenformat für die ingenieurtechnische Arbeit vorgestellt. Diese erleichtern insbesondere die Konfigurierung und Parametrierung von SPS und PLS.
Die Hauptkennwerte sind dabei folgende:

- 640 Kbyte bis 2,6 Mbyte Hauptspeicher
- Plasmadisplay, bis 640 × 400 Bildpunkten, abnehmbar
- Hard-Disk 3,5 Zoll mit 10 Mbyte und Floppy-Disk 3,5 Zoll mit 720 Kbyte
- Schnittstellen RS-232C (seriell) und Centronics (parallel).

Bei einer Leistungsaufnahme von etwa 60 W und einer Ausstattung mit wieder aufladbaren NiCd-Batterien ist ein netzunabhängiger Betrieb bis 5 h möglich, wobei die Masse dieser Geräte zwischen 5,5 und 6,8 kg liegt.

Tafel. Leistungsgrenzen von Prozeßleitsystemen [2] (Auswahl)

Struktur der prozeßnahen Einheiten		
Anzahl der CPU	1 ... 15	Modell 300, *Taylor*
Anwender-RAM	32 Kbyte bis 12 Mbyte	DCI, *Fisher & Porter* Modell 300, *Taylor*
maximale Anzahl analoger E/A	96 bis 4096	TDC, *Honeywell* Logistat, *AEG*
maximale Anzahl binärer E/A	64 bis 5376	Yewpack, *Yokogawa* Procontrol, *Brown Boveri*
Zentrale Funktionen		
kleinste Zykluszeit beim Steuern	2 ms bis 2 s	Procontrol, *Brown Boveri* DCI, *Fisher & Porter*
maximale Anzahl der Regelkreise je prozeßnaher Einheit bei Sendezyklus	8 bis 320	Provox, *Fisher Controls* Procontrol, *Brown Boveri*
maximale Anzahl anschließbarer prozeßnaher Einheiten	8 bis 255	Yewpack, *Yokogawa* Kromas, *Krohne*

Anspruchsvolle Vertreter dieser Klasse waren der T 3100/3200 von *Toshiba*, PC Portable von *Epson* und der LapTop von *Wang Lab* sowie der Hand-Held PX-16 von *Epson*. Letzterer zeichnete sich durch eine Modultechnik aus, deren minimale Masse 3 kg betrug, auf dem Intel 8088 und einem 256 Kbyte RAM, einer Hard-Disk von 20 Mbyte und einem Display mit 640 × 200 Bildpunkten aufbaute.

Literatur

[1] Stalloch, G.: Budapester Investitionsgütermesse 1986. msr, Berlin 29 (1986) 11, S. 522 bis 523.

[2] Litz, L.: Stand der Technik bei Prozeßleitsystemen (PLS) — eine INTERKAMA-86-Nachlese. Chem.-Ing. Techn. 59 (1987) 3, S. A 112—A 139.

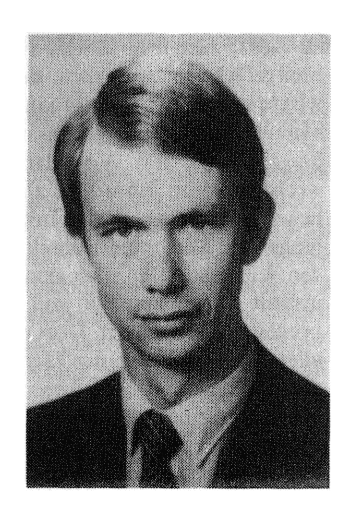
[3] Stalloch, G.: Automatisierungsanlagen mit Mikrorechnern. Lehrbrief 03 1014 14 0. Hrsg. Ingenieurschule für Bergbau und Energetik „Ernst Thälmann“ Senftenberg (Entwurf 1988).

msr 8937

G. Stalloch

Jan Lunze zum Akademie-Professor ernannt

Mit Wirkung vom 1. September 1988 wurde Dr. sc. techn. J. LUNZE zum Professor für Technische Kybernetik an der Akademie der Wissenschaften der DDR ernannt.
J. LUNZE legte sein Abitur an der Spezialschule der elektronischen Industrie in Dresden ab und studierte dann im Wissenschaftsbereich Automatische Steuerung der Sektion Technische und Biomedizinische Kybernetik der Technischen Hochschule Ilmenau. 1974 diplomierte er dort mit Auszeichnung über ein Verfahren zur globalen Optimierung multimodaler Probleme. Danach wurde er Mitarbeiter des Zentralinstituts für Kybernetik und Informationsprozesse, Institutsteil Dresden. Dort war er mit Problemen gekoppelter Elektroenergieverbundsysteme befaßt und beschäftigte sich allgemein mit systemtheoretischen Untersuchungen zur Analyse und zum Regelungsentwurf gekoppelter Systeme. Aus diesen Untersuchungen resultierte seine Dissertation A über den Entwurf dezentraler Regler bei unvollständiger Prozeßkenntnis, die er 1979 an der TH Ilmenau mit Auszeichnung verteidigte. Die Ergebnisse trugen in Zusammenarbeit mit dem Institut für Energetik Leipzig zur Gestaltung der Frequenz- und Übergabeleistungsregelung innerhalb des Verbundsystems der RGW-Staaten bei.
In der Folgezeit wandte er sich allgemeinen Fragen der Mehrgrößenregelungen bei unvollständiger Kenntnis des Prozesses zu, wobei er günstige quantitative Beschreibungen für die Modellunsicherheiten einführte. Hierzu gehören Probleme der Strukturierung, der qualitativen und quantitativen Analyse und des Entwurfs robuster Regler. Diese Arbeiten fanden ihren Niederschlag in seiner Dissertation B über robuste Mehrgrößenregelungen bei beschränkter Modellunsicherheit, aufgrund derer er 1983 an der TH Ilmenau zum Dr. sc. techn. promoviert wurde. Daneben arbeitete er mit Erfolg an Aufgaben zur Einführung einer dezentralen Knotenspannungsregelung im Elektroenergieverbundsystem der DDR und an weiteren industriellen Projekten.
Von seiner außerordentlichen wissenschaftlichen Aktivität und Kreativität zeugen über 40 Originalarbeiten, die er u. a. in der msr und auch in angesehenen ausländischen Fachzeitschriften veröffentlichte, sowie 17 Vorträge auf internationalen Tagungen (darunter 3 IFAC-Weltkongresse) und 11 Vorträge auf Tagungen in der DDR. Aufgrund dieser Arbeiten und Vorträge hat er sich national und international ein hohes wissenschaftliches Ansehen erworben. Davon zeugen auch nationale und internationale Auszeichnungen und Anerkennungen (u. a. Leonhard-Euler-Medaille der AdW), und dafür spricht nicht zuletzt die Bitte des Verlages Prentice-Hall um Erarbeitung eines Buchmanuskripts „Robust Multivariable Feedback Control", das gerade im Akademie-Verlag erschienen ist und von dessen ausgezeichneter Qualität sich d. U. als Gutachter überzeugen konnte.
Seine stets mathematisch begründeten und dabei praxisnahen Problemstellungen und -lösungen hat J. LUNZE in Vorlesungen an den Nachwuchs weitervermittelt und dabei — wie auch in seinen Büchern und Publikationen — seine außerordentliche pädagogische Begabung unter Beweis gestellt. Seit 1977 hält er Vorlesungen über robuste und dezentrale Regelungen an der TH Ilmenau, seit 1984 an der TU Dresden. Seit 1985 ist er Vortragender im Rahmen des postgradualen Spezialkurses „Systemanalyse und Steuerung komplexer Prozesse", der jährlich an der TH Ilmenau durchgeführt wird. Seine Vorlesungen erfreuen sich stets großer Beliebtheit.
Alle diese Leistungen hat J. LUNZE nicht als weltabgewandter Stubengelehrter erzielt. Aus der Reihe der gesellschaftlichen und organisatorischen Tätigkeiten seien hier seine Aktivitäten im Rahmen des DTSB bei der Vorbereitung und Durchführung nationaler und internationaler Wettkämpfe im Orientierungslauf hervorgehoben, die zur Berufung in das Komitee der Internationalen Orientierungsläufe-Föderation führten. Er wurde selbst 13mal DDR-Meister in dieser Disziplin und vertrat als Mitglied der Nationalmannschaft die DDR erfolgreich in internationalen Wettkämpfen im Ausland.
In der WGMA leitet er den Fachausschuß „Theorie der automatischen Steuerung" sowie den Fachunterausschuß „Basissteuerungen". Seit 1986 hat sich J. LUNZE beachtenswert schnell in Methoden der wissensbasierten Informationsverarbeitung und deren Anwendung zur übergeordneten Prozeßführung sowie zum Schaltkreisentwurf eingearbeitet. 1987 erschienen hierzu bereits 4 Publikationen. Ein zweiteiliger Übersichtsbeitrag in der msr hat manchem Steuerungsingenieur einen Einstieg in dieses wichtige Gebiet erleichtert.



J. LUNZE besitzt die Fähigkeit, schwierige Probleme wissenschaftlich tiefgründig und doch praxisbezogen, mit den dabei zulässigen Vereinfachungen, zu lösen und außerordentlich klar und übersichtlich darzustellen. Er hat dabei ein nach Umfang und Qualität erstaunliches Leistungsvermögen. Sein nie versiegender Optimismus und Elan beflügeln auch die ihm anvertrauten bzw. mit ihm arbeitenden Kollegen. So wird er auch künftig einen geachteten Beitrag zur anwendungsorientierten Weiterentwicklung des Wissenschaftsgebietes der angewandten Kybernetik in enger Verknüpfung mit Ergebnissen der Informatik erbringen und neue zukunftsträchtige Entwicklungen einleiten und zum Erfolg führen. Das wünsche ich ihm als sein ehemaliger Hochschullehrer ganz besonders, das wünschen ihm seine Fachkollegen in der DDR und, wie ich aus meiner langjährigen Tätigkeit in der IFAC weiß, auch viele dort aktive Wissenschaftler.

K. REINISCH

Wir Mitarbeiter der Redaktion msr schließen uns den guten Wünschen an. Wir schätzen Prof. LUNZE *als außerordentlich kompetenten und produktiven Autor, und wir würden uns sehr freuen, wenn er uns und unseren Lesern auch weiterhin die Treue hält.*

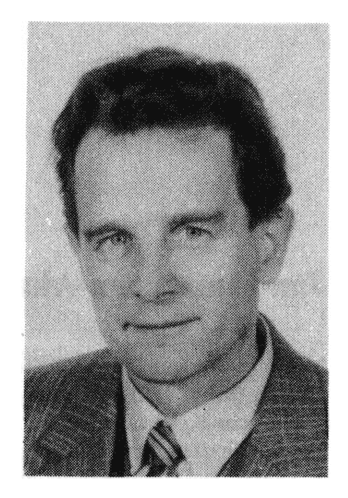
Hans-Helmut Wilfert zum Akademie-Professor ernannt

Mit Wirkung vom 1. September 1988 wurde Dr. sc. techn. H.-H. WILFERT zum Professor für Regelungstechnik an der Akademie der Wissenschaften der DDR ernannt. Unmittelbar nach dem Besuch der Oberschule studierte H.-H. WILFERT von 1954 bis 1960 an der damaligen TH Dresden in der Fachrichtung Schwachstromtechnik/Vertiefungsrichtung Regelungstechnik. Im Anschluß daran nahm er eine Tätigkeit als Assistent am Institut für Regelungstechnik der TH Dresden bei Prof. H. KINDLER auf. Bereits zu dieser Zeit löste er mit viel Erfolg sehr breitgefächerte Aufgaben der Lehre und wirkte so schon in relativ jungen Jahren als Mitautor an der „Aufgabensammlung Regelungstechnik" mit. Von der TU Dresden wechselte er im Jahre 1963 als wissenschaftlicher Mitarbeiter an das Institut für Regelungs- und Steuerungstechnik der Akademie der Wissenschaften, das jetzt zum Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse (ZKI) gehört. Dort arbeitete er vor allem an Problemen der Identifikation und promovierte 1967 auf diesem Gebiet zum Dr.-Ing. Seine vertiefenden Forschungen führten 1971 zur Promotion B. Diese bedeutenden Arbeiten schlugen sich in industriellen Anwendungen, Vorträgen und Veröffentlichungen sowie in der 1969 erschienenen Monographie „Signal- und Frequenzganganalyse an stark gestörten Systemen" mit nachhaltiger Resonanz nieder. Über diesen Rahmen hinaus beschäftigte sich H.-H. WILFERT mit Problemen und Verfahren des Entwurfs von Mehrgrößenregelungen. Die Ergebnisse dieser Forschungsarbeiten führten u. a. zu der 1982 im VEB Verlag Technik erschienenen Monographie „Mehrgrößenregelungen — Moderne Entwurfsprinzipien im Zeit- und Frequenzbereich", die er zusammen mit Prof. U. KORN/TU „Otto von Guericke" Magdeburg erarbeitete.

Mit jüngeren Arbeiten zur Steuerung und Regelung des nationalen Energieverbundsystems der DDR lieferte Prof. WILFERT weitere national und international stark beachtete Beiträge zur Entwicklung der Automatisierungstechnik.

Aufgrund seiner hohen fachlichen Qualitäten leitete er ab 1970 die Abteilung Systemanalyse, seit 1982 ist er Leiter der damals neugegründeten Abteilung Regelungssysteme des ZKI.

Seine fachlichen Aktivitäten und Erfolge spiegeln sich nicht zuletzt in der Vielzahl seiner Vorträge und den weit über 60 Fachveröffentlichungen, seinen Beiträgen in vielen wissenschaftlich-technischen Gremien sowie seinem Wirken in der Weiterbildung wider



und zeichnen so das Bild eines engagierten Wissenschaftlers von hoher Leistungsfähigkeit und Ausstrahlungskraft.

Die Fachkollegen gratulieren Prof. WILFERT zu seiner Ernennung und wünschen ihm weiterhin Gesundheit und Schaffenskraft für ein erfolgreiches Wirken.

H. TÖPFER

Auch wir Redakteure der msr gratulieren unserem Autor Prof. WILFERT *herzlich zu seiner Ernennung und hoffen auf weitere gute Zusammenarbeit zum Nutzen unserer Leser.*

Hans Fuchs zum Akademie-Professor ernannt

Der Präsident der Akademie der Wissenschaften der DDR, Prof. WERNER SCHELER, ernannte am 1. September 1988 die neuen Akademie-Professoren — unter ihnen auch Prof. Dr. sc. techn. H. FUCHS.

H. FUCHS widmete sein gesamtes Berufsleben der Automatisierungstechnik. 1960 begann er als Absolvent der Technischen Hochschule Ilmenau seine Tätigkeit im damaligen Institut für Regelungstechnik Berlin, dessen Direktor er 19 Jahre später wurde.

In seiner erfolgreichen Industrietätigkeit im VEB Kombinat Elektro-Apparate-Werke „Friedrich Ebert" Berlin-Treptow war er u. a. entscheidend an der Konzeption und Realisierung des Systems „ursamat®" beteiligt.

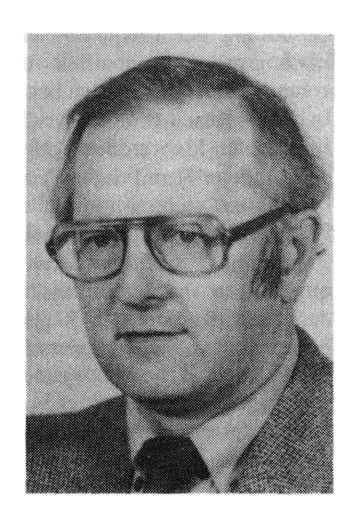
Neben seiner Tätigkeit als Leiter von Entwicklungskollektiven in der Industrie war H. FUCHS seit 1968 in der Lehre an der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt und der Technischen Universität Dresden tätig und trug Ergebnisse seiner Arbeit auf vielen internationalen Konferenzen im In- und Ausland vor.

1972 promovierte er zu Problemen der Mehrgrößenregelung zum Dr.-Ing. Seine Dissertation B beinhaltete ein Thema zum Entwurf von Automatisierungssystemen. 1975 wurde er zum Honorardozenten und 1983 zum Honorar-Professor an der TU Dresden berufen.

1983 wechselte Prof. FUCHS von der Industrie zur Akademie der Wissenschaften und übernahm die Funktion des Stellvertreters des Direktors des Zentralinstituts für Kybernetik und Informationsprozesse. 1988 wurde er zum Direktor des neu gegründeten Instituts für Automatisierung der AdW berufen.

Prof. FUCHS arbeitet aktiv in der Wissenschaftlich-Technischen Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der Kammer der Technik, deren stellvertretender Vorsitzender er ist. Auf dem letzten IFAC-Weltkongreß 1987 in München wurde Prof. FUCHS zum stellvertretenden Vorsitzenden des TC „Components and Instruments" gewählt.

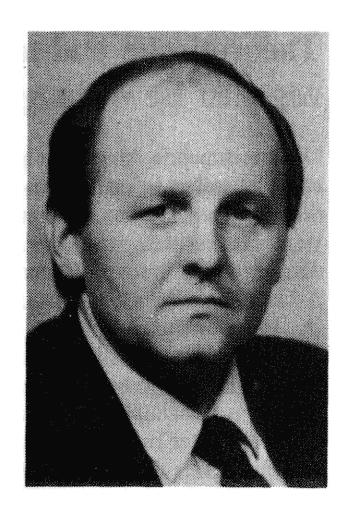
Aus seinem vielfältigen Wirken auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik sei lediglich noch erwähnt, daß er mehr als 70 wissenschaftliche Veröffentlichungen vorgelegt hat, Mitherausgeber der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK im VEB Verlag Technik Berlin ist und nicht zuletzt als langjähriges aktives Mitglied des Redaktionsbeirates der msr tätig ist.



Die Redaktion und alle Fachkollegen gratulieren Prof. FUCHS herzlich zu seiner Ernennung. Wir wünschen ihm Gesundheit und Schaffenskraft für die Bewältigung seiner Aufbautätigkeit im Institut für Automatisierung und seiner zahlreichen anderen Aufgaben, und wir freuen uns auf weitere gute Zusammenarbeit.

D. WERNER, J. WEDE

Albert Jugel zum ordentlichen Professor berufen



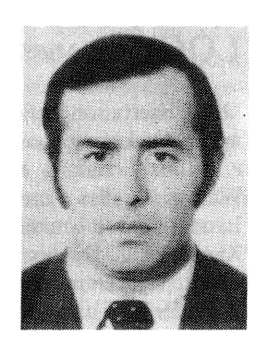
Prof. Dr. sc. techn. A. JUGEL wurde im September 1988 zum o. Professor für Automatisierungstechnik an die TU Dresden, Sektion Informationstechnik WB Automatisierungstechnik berufen.
Nach dem Besuch der Arbeiter- und Bauernfakultät in Halle (Spezialklasse Mathematik) begann A. JUGEL 1967 sein Studium in der ČSSR und setzte dies ab 1968 an der TU Dresden, Sektion Informationstechnik, in der Fachrichtung Regelungstechnik fort. Nach dem Studienabschluß absolvierte er in der gleichen Sektion ein Forschungsstudium und promovierte bereits 1974 mit dem Thema „Theorie zellularer Systeme".
Im Anschluß daran verblieb er dort bis 1978 als Assistent bei Prof. G. WUNSCH und war in der Lehre auf den Gebieten „Systemanalyse", „Stochastische Systeme", „Zellulare Systeme", „Hochintegrierte Schaltkreise" und „Mikroprozessorsysteme" sehr erfolgreich wirksam. Das wird durch seine Gastdozentur im Jahre 1976 am Moskauer Energetischen Institut unterstrichen. Im gleichen Jahr erschien auch sein Buch „Mikroprozessorsysteme".
Im Jahre 1978 begann er seine Industrietätigkeit mit dem Aufbau einer Arbeitsgruppe Schaltkreisentwurf im VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden. Hier war er ab 1979 als Hauptabteilungsleiter für Forschung tätig.
Von 1980 bis 1981 wirkte er als Gastprofessor an der Universität Addis Abeba vor allem im Fachgebiet Automatisierungstechnik. Nach seiner Rückkehr war er von 1981 bis 1983 als Direktor im Kombinat Robotron, Zentrum für Forschung und Technik, und bis jetzt als Betriebsdirektor im VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden tätig und förderte hier besonders die Zusammenarbeit mit den Hochschulen und der AdW.
Seine wissenschaftlich-technischen Arbeiten lagen in dieser Zeit schwerpunktmäßig auf dem Gebiet rechnergestützter sowie intelligenter Meßsysteme. Während seiner Industrietätigkeit hielt er an der TU Dresden (1986 zum Honorarprofessor berufen) die Vorlesung „Hochintegrierte digitale Steuerungen" für die Fachrichtung „Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik".
Seine Mitgliedschaft in einer Reihe wissenschaftlich-technischer Gremien der DDR (Industrie, AdW, KDT) unterstreicht die mit der Person von Prof. JUGEL verbundene große Ausstrahlungskraft und Breitenwirkung. Nicht unerwähnt soll hier auch seine Berufung zum auswärtigen Mitglied der Amerikanischen Mathematischen Gesellschaft bleiben.
Durch die große Palette seiner so gewonnenen Erfahrungen als Wissenschaftler, Hochschullehrer und Leiter in der Industrie wird Prof. JUGEL sicher spürbare Impulse für die moderne Ausbildung von Kadern in seinem neuen Wirkungsbereich einbringen, womit der zunehmenden Breitenwirkung der Automatisierungstechnik gezielt Rechnung getragen wird.
In diesem Sinne wünschen ihm seine Fachkollegen und die Redaktion msr ein weiterhin erfolgreiches Wirken.

H. TÖPFER

Dissertationen

Modellierung des Hydrotransportes in Rinnen

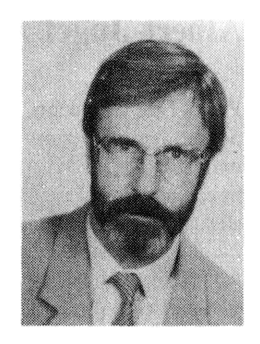
Die Gewinnung von Steinkohle mittels Wasser (Kohlehydroförderung) ist eine progressive und effektive Methode, weil sie sich im Vergleich zur traditionellen Technologie durch eine höhere Arbeitsproduktivität und geringere Selbstkosten auszeichnet. Der hydraulische Transport in offenen Rinnen ist ein wichtiger Teil des gesamten Prozesses der Hydrotechnologie. Seine breite Anwendung ergibt sich aus folgenden Vorteilen: relativ geringer Aufwand an körperlich schwerer Arbeit, niedrige Anzahl technologischer Operationen u. a. Daraus folgt die große Aktualität von Forschungen zur Untersuchung dieses Prozesses.
Ein wichtiges Problem besteht beim Hydrotransport von Feststoffen darin, die Menge der benötigten Hydroenergie zu verringern. Dies kann durch Automatisierung realisiert werden.
Eine wesentliche Voraussetzung für die Schaffung entsprechender Automatisierungssysteme ist eine zweckorientierte theoretische Prozeßuntersuchung.
In der Arbeit wurde ein Prozeßmodell durch die Anwendung von Verfahren der theoretischen Modellbildung und durch anschließenden Einsatz von Parameterschätzmethoden gewonnen. Die theoretischen Grundlagen für ein Simulationsmodell ergeben sich aus strömungstechnischen Gesetzmäßigkeiten. Das Simulationsprogrammsystem wurde in FORTRAN formuliert und läuft auf dem KBR A 6402. Die Richtigkeit des Simulationsmodells ist durch Vergleich mit aus der Literatur bekannten Untersuchungsergebnissen bestätigt worden.
Ein spezielles Problem der Modellierung stellt die Simulation des Eingangssignals des Hydrotransportprozesses, d. h. die am Rinnenanfang aktuell zu transportierende Kohlemenge, dar. Sie wird von mehreren mechanischen Abbaukombinen geliefert. Die Arbeit von zwei Kohlestößen und einem Vortriebskomplex wurde simuliert und mit Meßwerten eines Schachtes überprüft.
Auf der Grundlage des Simulationsmodells für Eingangssignal und Prozeß wurde ein Identifikationsverfahren nach der verallgemeinerten Methode der kleinsten Quadrate zur Gewinnung eines parametrischen Prozeßmodells eingesetzt. Sämtliche Teilprogramme wurden zu einem Bibliotheksprogrammsystem zusammengefaßt.



Dipl.-Ing. WLADIMIR ANDREJEWITSCH FADEJEW (38), geboren im Gebiet Amurskaja (UdSSR), studierte von 1967 bis 1972 am Donezker Polytechnischen Institut (DPI), Fachrichtung Automatik und Telemechanik. Von 1972 bis 1976 Tätigkeit als Automatisierungsingenieur und Oberingenieur in einem Wärmekraftwerk. In den Jahren 1976 bis 1980 wissenschaftlicher Mitarbeiter am DPI im Labor „Hydromechanisierung und komplexe Automatisierung von Hydroschächten". Anschließend wissenschaftlicher Assistent am Lehrstuhl „Elektrotechnik und Automatik für Bergbau". Von 1984 bis 1987 Aspirant an der TU Magdeburg. Dissertation A an der Fakultät für Technische Wissenschaften der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg. Magdeburg am 17. November 1987.

Doktorand: Dipl.-Ing. W. A. FADEJEW
Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr. sc. techn. E. AEPLER
Gutachter: Doz. Dr. sc. techn. CHR. DÖSCHNER
Prof. Dr. sc. techn. W. I. GRUBA
Prof. Dr.-Ing. H.-J. KECKE
Die Dissertation kann nur über die Bibliothek der TU Magdeburg entliehen werden.
msr 8833 Dr.-Ing. W. A. FADEJEW, Donezker Polytechnisches Institut (UdSSR), 340000 Donezk, Artjomstraße 58

Theoretische und methodische Begründung einer nutzerbezogenen Bewertung automatisierter Informationssysteme



Die zunehmende Anwendung moderner arbeitsplatznaher Informations- und Kommunikationstechnologien führt zu teilweise gravierenden Veränderungen der Aufgaben, Bedingungen, Organisation und Inhalte von Arbeitstätigkeiten der Nutzer in sozialen Organisationen.

Mit der Dissertation B wurde das Ziel verfolgt, einen wissenschaftlich begründeten Ansatz zur sozialökonomischen Bewertung automatisierter Informationssysteme zu entwickeln, der es den Nutzern ermöglicht, die Gestaltung der Arbeitstätigkeiten in automatisierten Informationssystemen effektiv zu beherrschen. Die gegenwärtige Bewertungssituation in der DDR ist überwiegend technisch-ökonomisch geprägt; dies rührt aus der langjährigen Anwendung arbeitsplatzferner ESER-Rechner her.

Ausgangspunkt der Überlegungen von wechselwirksamen Zusammenhängen der Bewertungskomponenten sozialer Organisationen bildet der Bezugsrahmen der Bewertung des Nutzers als Subjekt und des automatisierten Informationssystems als Objekt der Bewertung. Auf dieser Grundlage wird ein System voneinander abhängiger Bewertungskriterien und Bewertungsmerkmale zur nutzerbezogenen sozialen und ökonomischen Bewertung dieser Systeme sowie eine Methodik zur Ableitung und Anwendung dieser Bewertungskriterien entwickelt. Hierbei kommt der Analyse zu verändernder Arbeitstätigkeiten ein besonderer Stellenwert zu, da im Ergebnis dieser Analyse neue Anforderungen an die Bewertungskomponenten und ihre Wechselwirkungen ermittelt werden können, die wiederum zur Bestimmung geänderter Bewertungskriterien und Bewertungsmerkmale führen.

Diese sozialen Kriterien der nutzerbezogenen Bewertung eines automatisierten Informationssystems sollten künftig einen integrierenden Bestandteil von Erneuerungspässen, Projektierungs- und Überleitungsunterlagen sowie von Funktionsplänen bilden, um die immer bedeutungsvoller werdende Mensch-Maschine-Kommunikation möglichst rationell und produktiv gestalten zu können.

Der Stand der Erarbeitung und der praktischen Anwendung der entwickelten Methode wird anhand von Arbeitsblättern zur nutzerbezogenen Bewertung im VEB Kombinat NARVA „Berliner Glühlampenwerk" dargestellt.

Dr. oec. GÜNTER KLATT (48) studierte Wirtschaftswissenschaften an der Humboldt-Universität zu Berlin. Ab 1964 Tätigkeit als Datenverarbeitungsorganisator im Kombinat VEB Kabelwerk Oberspree, von 1967 bis 1973 Problemanalytiker im Zentrum für Organisation und Datenverarbeitung Bauwesen Berlin und von 1973 bis 1979 im ORZ der Humboldt-Universität zu Berlin. 1978 Promotion A zum Dr. oec. über die Organisation der Nutzung automatisierter Informationssysteme im Hochschulwesen der DDR.

Seit 1979 wissenschaftlicher Oberassistent an der Sektion Wissenschaftstheorie und Wissenschaftsorganisation der Humboldt-Universität zu Berlin, Fachbereich Systemgestaltung und automatisierte Informationsverarbeitung. Die Dissertation B wurde am 25. 09. 1987 an der Sektion Wissenschaftstheorie und Wissenschaftsorganisation der Humboldt-Universität zu Berlin verteidigt.

Doktorand: Dr. oec. G. KLATT

Verfahrenskommission:

Prof. Dr. sc. phil. D. SCHULZE (Vorsitzender)

Prof. Dr. phil. habil. K. FUCHS-KITTOWSKI (Gutachter)

Prof. Dr. sc. techn. W. BELKE (Gutachter)

Dr. phil. M. FEDER (Gutachter)

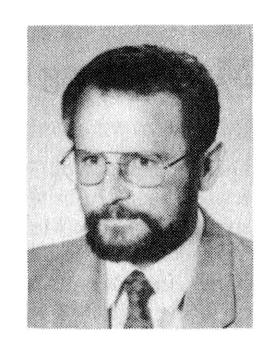
Prof. Dr. rer. oec. habil. H.-G. LAUENROTH

Prof. Dr. rer. oec. habil. W. MARSCHALL

Die Dissertation kann nur über die Bibliothek der Humboldt-Universität zu Berlin entliehen werden.

msr 8798 Dr. sc. oec. G. KLATT, Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Wissenschaftstheorie und Wissenschaftsorganisation, Fachbereich Systemgestaltung und automatisierte Informationsverarbeitung.

Dezentrale Realisierung zentraler Optimalsteuerungen unter LQG-Voraussetzungen



Die Dissertation befaßt sich mit der optimalen Auslegung von Mehrgrößensystemen, z. B. der Erzielung eines höchstmöglichen Wirkungsgrades eines Systems von über Landesgrenzen miteinander verbundenen Kraftwerken. Die betrachteten Systeme sind dadurch gekennzeichnet, daß ihr Verhalten veränderlich ist und daß für die Steuerung mehrere Regeleinrichtungen vorgesehen sind. Diese Regeleinrichtungen verfügen nicht alle über gleiche Meßgrößen und stehen untereinander auch nicht im Informationsaustausch.

Dieses Problem ist als dezentrales Regelungsproblem ohne Informationsaustausch bekannt. Eine optimale Lösung ist hierfür selbst für klassische Aufgabenstellungen nicht bekannt. Man war bisher auf empirische Suchverfahren angewiesen, die suboptimal waren.

Es wird ein Weg gezeigt, dezentrale optimale Steuerungen ohne Anwendung von Suchverfahren zu berechnen. Dabei werden Mehrdeutigkeiten der zentralen optimalen Steuerung im Fall rangreduzierter quadratischer Gütekriterien ausgenutzt. Solche Gütekriterien sind für viele praktische Aufgabenstellungen typisch. Voraussetzung ist weiterhin, daß in dem (quadratischen) Gütekriterium keine Steuergrößen auftreten. Interessant ist das Verfahren, durch Unterteilung der Abtastzeit zeitdiskreter Systeme zusätzliche Freiheitsgrade zu gewinnen.

Die so erhaltenen Lösungen stimmen in den Güteziffern mit denen der üblichen zentralen optimalen Steuerungen überein.

Das Verfahren wird am Modell eines Elektroenergie-Verbundsystems (Entwurf von Sekundärregelungen) gezeigt. Der zu erwartende Gewinn der vorgeschlagenen optimalen Lösung des dezentralen Problems kann beträchtlich sein.

Dr.-Ing. BERND HENTSCHEL (33) studierte von 1972 bis 1976 an der TH Karl-Marx-Stadt in der Fachrichtung „Technische Kybenetik" und absolvierte 1976 bis 1979 ein Forschungsstudium, das er mit der Dissertation A zum Thema „Beitrag zur experimentellen Bestimmung und Nutzung unscharfer Prozeßinverser zur Steuerung einer Klasse nichtlinear-dynamischer Mehrgrößensysteme" abschloß. Von 1979 bis 1983 wissenschaftlicher Mitarbeiter am Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse (ZKI) der AdW, Institutsteil Dresden. Seit 1984 wissenschaftlicher Mitarbeiter im Bereich Reaktorphysik des Zentralinstituts für Kernforschung Rossendorf der AdW. 1987 Berufung zum Honorardozenten für Regelungstheorie an die TU Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik, dort Vorlesungen zur Theorie der Mehrgrößensysteme. Die Dissertation B wurde am 22. 4. 87 an der Akademie der Wissenschaften der DDR erfolgreich verteidigt.

Doktorand: Doz. Dr.-Ing. B. HENTSCHEL

Vorsitzender der Verfahrenskommission:
AM Prof. Dr. rer. nat. habil. K.-H. SCHMELOVSKY

Gutachter: AM Prof. Dr. rer. nat. habil. M. PESCHEL
Prof. Dr. sc. techn. K. GÖLDNER
Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. rer. nat. K. REINSCHKE

Die Dissertation kann nur über die Bibliothek der Akademie der Wissenschaften der DDR, Berlin, ausgeliehen werden.

msr 8783 Dr. sc. techn. B. HENTSCHEL, AdW der DDR, Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf, Bereich Reaktorphysik, PF 19, Dresden, 8051

Frequenzgesteuerte Drehstrom-Asynchronantriebe. Von E. SEEFRIED und G. MÜLLER. Berlin: VEB Verlag Technik 1988. 196 Seiten, 129 Bilder, 18 Tafeln. 26,— M.
Bestell-Nr.: 553 725 8

Bedingt durch die Entwicklung leistungselektronischer Bauelemente und der Mikroelektronik sind frequenzgesteuerte Drehstrom-Asynchronantriebe mit solchen technischen und ökonomischen Parametern realisierbar, die ein sehr breites Anwendungsgebiet finden werden. Deshalb ist es sehr zu begrüßen, daß die Autoren mit dieser Monografie eine zusammenfassende Darstellung der Grundlagen des Betriebsverhaltens und des Entwurfs frequenzgesteuerter Drehstrom-Asynchronantriebe geben. Das Buch ist eine wertvolle Hilfe für Entwickler und Anwender frequenzgesteuerter Drehstromantriebe und leistet durch seine Systematisierung und Zusammenfassung bisher verstreut vorliegender Ergebnisse einen Beitrag zur Weiterentwicklung des Fachgebietes.
Aufbauend auf den Grundgleichungen der symmetrischen Asynchronmaschine werden ihr Verhalten bei Stromrichterspeisung und die Asynchronmaschine als Regelstrecke behandelt. Besondere Sorgfalt wird auf die Einführung eines allgemeinen *x-y*-Koordinatensystems gelegt, aus dem sich in den späteren Abschnitten das feldorientierte Koordinatensystem ableitet. Signalflußpläne für konstante Ständerflußverkettung und konstante Läuferflußverkettung werden angegeben. Es wird deutlich, daß die aus der Sicht der Maschinentheorie eingeführten komplexen Augenblickswerte der Ströme, Flußverkettungen und Spannungen regelungstechnisch als vektorielle Größen zu verstehen sind.
Im Abschnitt „Stellglieder" (4) werden Umrichter mit Spannungszwischenkreis und Stromzwischenkreis betrachtet; Löschverfahren, Dimensionierung der Ventile (Thyristoren, GTO, Transistoren), Schaltverhalten und Schutzprobleme. Es werden Dimensionierungsrichtlinien für Ventile, Kondensatoren und Drosseln angegeben.
Im Abschnitt „Signalverarbeitung" (5) werden Steuerverfahren für Spannungs- und Stromwechselrichter vorgestellt. Der Ansteuerautomat ermöglicht neben getaktetem und gepulstem Betrieb insbesondere die Anwendung optimierter Zündmuster, die die Zusatzverluste im Motor minimieren.
Die Regelung frequenzgesteuerter Drehstromantriebe erfolgt heute vorzugsweise mit Mikrorechnerreglern, d. h. mit digitalen Signalen. Im Abschnitt 6 werden grundsätzliche Regelstrukturen angegeben, insbesondere auch für den feldorientierten Betrieb der Asynchronmaschine. Digitale Regelalgorithmen werden erläutert.
Das Buch ist zweifellos eine große Hilfe für den praktisch tätigen Automatisierungstechniker und für die Aus- und Weiterbildung. Natürlich zeichnen sich seit Fertigstellung des Manuskriptes auch Weiterentwicklungen ab. Diese betreffen z. B. leistungselektronische Bauelemente und die Möglichkeiten ihres Einsatzes in Umrichten, aber auch die Mikrorechner. Auf dem Gebiet der feldorientierten Regelung sowie der Anwendung adaptiver Strukturen gibt es Fortschritte. Eine zweite Auflage könnte diesen Entwicklungen Rechnung tragen.
B 2372 R. SCHÖNFELD

TURBO-PASCAL. Von G. PAULIN. Berlin: VEB Verlag Technik 1988. 206 Seiten. 20,— M.
Bestell-Nr.: 553 921 0

Wieder ein neuer Treffer in der Reihe Technische Informatik!
TURBO-PASCAL ist bekanntlich diejenige Programmiersprache, die erfolgreich dabei ist, BASIC aus seiner Position zu verdrängen. Die Sprache PASCAL wurde für Ausbildungszwecke geschaffen und ist daher einfach zu erlernen. Andererseits ist sie wohlüberlegt aufgebaut und auch für die Lösung anspruchsvoller Probleme gut geeignet. Durch das TURBO-Prinzip wird das Entwickeln, Testen und Korrigieren derart wirkungsvoll unterstützt, daß man trotz der compilativen Arbeitsweise gegenüber Interpretern keine merkliche Verlangsamung verspürt. Darüber hinaus weist TURBO-PASCAL im Vergleich zu PASCAL eine Reihe von Ergänzungen auf, durch die der Anwendungsradius beachtlich erweitert wird.
Wenn ein solches Buch nun auch noch aus der Feder eines Autors stammt, den man getrost zu den Klassikern der Informatikliteratur in der DDR rechnen kann, so nimmt man es mit doppeltem Interesse zur Hand. Und man wird nicht enttäuscht. Jahrzehntelange Erfahrungen in der Ausbildung haben zu einem Titel geführt, der sowohl Fachleuten in der Praxis und Studenten gerecht wird, als auch von Einsteigern in die Informatik mit Erfolg genutzt werden kann.
Es handelt sich um ein Sprachlehrbuch konventionellen Aufbaus. Nach einer Beschreibung der Entwicklungsumgebung werden die einzelnen Sprachelemente und -konstrukte schrittweise eingeführt und erläutert. Diese Darlegungen werden durch zweckmäßig ausgewählte Beispiele veranschaulicht, teilweise sind auch vollständige Programme angegeben. Das Selbststudium wird durch eine Reihe von Aufgabenstellungen unterstützt, für die am Ende des Buches Lösungen angegeben sind. Der umfangreiche Anhang enthält häufig benötigte Elemente des TURBO-PASCAL-Systems. Alles in allem: ein exzellentes Buch über ein zukunftsträchtiges Programmiersystem.
B 2404 D. WERNER

Dynamical Systems and Environmental Models. Proceedings of an International Workshop cosponsored by IIASA and the Academy of Sciences of the GDR held on the Wartburg, Eisenach (GDR), March 17–21, 1986. Herausgegeben von H. G. BOTHE, W. EBELING, A. B. KURZHANSKI und M. PESCHEL. Berlin: Akademie-Verlag 1987. 283 Seiten.

Das Buch enthält Kurzfassungen von Vorträgen, die auf der Arbeitstagung „Dynamische Systeme und Umweltmodelle" gehalten wurden. Diese Tagung wurde von der AdW der DDR (Karl-Weierstraß-Institut für Mathematik) und dem Internationalen Institut für Angewandte Systemanalyse organisiert und fand auf der Wartburg bei Eisenach statt. Von Seiten der DDR waren neben Vertretern des Weierstraß-Instituts Angehörige des von W. EBELING geleiteten Bereichs der Sektion Physik an der Humboldt-Universität zu Berlin sowie Teilnehmer des an der AdW in Berlin von M. PESCHEL geleiteten Volterra-Seminars anwesend. 27 von insgesamt 42 Teilnehmern kamen aus dem Ausland (BRD, Bulgarien, ČSSR, Dänemark, Frankreich, Griechenland, Kanada, Niederlande, Österreich, Polen, Schweden, UdSSR und Ungarn). Das Ziel der Tagung bestand in einem Ideenaustausch zwischen Spezialisten der Theorie dynamischer Systeme und Wissenschaftlern, die sich mit der Umweltmodellierung befassen. Die Vorträge beinhalten zumeist aktuelle niveauvolle Forschungsergebnisse. Das Spektrum der Vorträge ist weit gefächert. Die Vorträge wurden deshalb in folgende vier Gruppen eingeteilt:

1. Mathematische Theorie dynamischer Systeme
   Diese Vorträge befassen sich hauptsächlich mit dem Problem der Stabilität in dynamischen Systemen sowie mit Eigenschaften von Attraktoren.
2. Allgemeine mathematische Modelle
   Die Hälfte der Vorträge dieser Gruppe tangiert in sehr interessanter Weise das Phänomen des Chaos in dynamischen Systemen. Die übrigen Vorträge behandeln Probleme der Wachstums- und Evolutionsdynamik.
3. Mathematische Modelle für konkrete Prozesse
   Neben einigen interessanten Vorträgen zu ökologischen und biologischen Modellen ist hier besonders der Vortrag von A. ARNEODO u. a. hervorzuheben, in dem das Auftreten von chaotischem Verhalten anhand der Belousov-Zhabotinskij-Reaktion gründlich und aufwendig untersucht wurde.
4. Mathematische Beschreibung von Umweltprozessen
   Diese Vorträge betreffen größtenteils Modelle zu konkreten Umweltproblemen,

wobei die Zuordnung des Vortrages von MENDE/ALBRECHT über eine einfache aber wirkungsvolle für prognostische Zwecke geeignete Beschreibung des Wachstums der Elektroenergieproduktion in verschiedenen Ländern zu dieser Gruppe nur insofern zu verstehen ist, daß die Elektroenergieerzeugung gewöhnlich in allen industrialisierten Ländern zu großen Umweltproblemen führt. Derartige Zuordnungsprobleme gibt es auch bei vielen anderen Vorträgen. Der Gehalt der Vorträge wird dadurch jedoch nicht geschmälert.

B 2352 K.-F. ALBRECHT

Mikrorechner in der Automatisierungspraxis. Ausgewählte Probleme der Software- und Hardwaregestaltung. Von K. KABITZSCH. Berlin: Akademie-Verlag 1987, 275 Seiten, 171 Bilder, 35,— M.

Der Stand der Mikrorechentechnik eröffnet außerordentlich vielfältige Anwendungsmöglichkeiten, insbesondere auch auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik. Dabei kann der sich rasch steigernde Bedarf durch den Einsatz kommerzieller Systemlösungen nicht voll abgedeckt werden, so daß vielerorts eigenständige Lösungen entwickelt werden. Das Anliegen des vorliegenden Buches, bei der Eigenentwicklung solcher Automatisierungslösungen Unterstützung zu geben, verdient daher großes Lob.

Bei der Stoffauswahl wird der Rahmen recht weit gesteckt, indem die Behandlung bis weit in die Gebiete der Steuerungs- und Regelungstechnik hinein reicht. Dadurch sieht sich der Autor vor die schwierige Aufgabe der Beherrschung einer beträchtlichen Fülle und Heterogenität von Sachverhalten gestellt. Dies nötigt einerseits zu gewissen Abstrichen, wie hier etwa bei der Behandlung der Hardware, und bringt Probleme bei der Stoffordnung, die ebenfalls erkennbar sind. Dennoch gelingt es, die grundlegenden Sachverhalte und bei der Rechnerimplementierung automatisierungstechnischer Funktionen auftretenden Probleme herauszuarbeiten und dem in Aussicht genommenen Leserkreis verständlich darzubieten. Damit wird dem gestellten Ziel des Bandes weitgehend entsprochen.

Einer knappen Einleitung folgen drei große Kapitel. Darin werden zunächst die Softwareelemente der Mikrorechner-Signalverarbeitung behandelt, unterteilt nach Meßwerterfassung und -verarbeitung, Regelung, Ansteuerung von Stellgliedern, Binärsignalverarbeitung und Sicherheitsproblemen. Das folgende Kapitel ist der Gestaltung komplexer Programmsysteme gewidmet und gibt einen Überblick über die Echtzeitprogrammierung, den Programmanlauf und -abbruch sowie Datenfluß und modularen Aufbau von Programmsystemen. Im letzten Kapitel, das mit „Probleme bei der Entwicklung von Mikroprozeßrechnern" überschrieben ist, finden Fragen der Prozeßanalyse, des Tests algorithmischer Zusammenhänge und komplexer Programmsysteme, der Optimierung und Synthese sowie der Leit- und Inbetriebnahmetechnik Berücksichtigung.

Das Buch leistet einen wichtigen Beitrag zur Verminderung einer empfindlichen Lücke im Fachschrifttum und wird von einer großen und interessierten Leserschaft unzweifelhaft dankbar begrüßt werden. Angesichts der zu erwartenden Verwendung vor allem auch als Arbeitsbuch hätte man sich eine etwas solidere technische Ausführung gewünscht.

B 2361 W. WELLER

Rechnergestützte Arbeitsplätze auf der Grundlage des Mikrorechners ISKRA 226. Von M. A. APPAK. Moskau: Finansy i statistika 1987. 110 Seiten, 17 Bilder, 15 Tafeln.

Mit der Bereitstellung moderner arbeitsplatznaher Rechentechnik entsteht die Möglichkeit, am Arbeitsplatz entsprechende spezifische rechentechnische Lösungen zu entwickeln, mit deren Hilfe Wissenschaftler, Ingenieure, Projektanten, Konstrukteure, Buchhalter, Ökonomen, Dispatcher und viele andere Spezialisten in Wissenschaft, Produktion und Leitung ihre Arbeit nicht nur erleichtern, sondern auch wesentlich intensivieren und verbessern können. Dabei versteht der Autor der vorliegenden Broschüre unter einem rechnergestützten Arbeitsplatz die Gesamtheit der methodischen und sprachlichen sowie programmtechnischen Mittel, die die Arbeit des Nutzers auf dem PC in einem vorgegebenen Gegenstandsbereich unterstützen.

Neben allgemeinen Fragen der Arbeit und der Anwendung derartiger rechnergestützter Arbeitsplätze behandelt das Buch vorrangig die Organisation der Datenbasis und die Kommunikation des Nutzers mit der Rechentechnik. Derartige Probleme erhalten ihre besondere Bedeutung bei jedem rechnergestützten Arbeitsplatz, speziell im vorliegenden Anwendungsbereich Leitung, Planung, Buchhaltung sowie Informationstätigkeit. Dabei orientieren sich alle Darlegungen an der Anwendung des sowjetischen Mikrorechners ISKRA 226. Die im Buch vorgestellten rechnergestützten Arbeitsplätze sind in verschiedenen Zweigen der Volkswirtschaft der UdSSR bereits eingeführt.

B 2357 J.-A. MÜLLER

Technische Imitation des Intellektes. Von einem Autorenkollektiv. Moskau: Vysšaja škola 1986. 144 Seiten, 36 Bilder, 6 Tafeln.

Mit dem Übergang zur Automatisierung der geistigen Arbeit und zur symbolischen Informationsverarbeitung stehen vor der Kybernetik und Informatik eine Reihe neuer Aufgaben. Dazu gehören die Beschreibung und Darstellung von Wissen, die automatische Planung und Realisierung verschiedener komplexer zielgerichteter Tätigkeiten durch technische Anlagen, die Organisation der Mensch-Maschine-Kommunikation in möglichst natürlicher Sprache u. a. Alle diese Aufgaben gehören zu einer Wissenschaftsdisziplin, die den Namen „Künstliche Intelligenz" erhielt. Sie nutzt Methoden der mathematischen Logik, Informatik, Steuerungstheorie, Psychologie, Informationstechnik, Programmierung u. a.

In diesem Buch, das in der Serie „Robotertechnik und flexible Automatisierung der Produktion" von einem Autorenkollektiv erarbeitet wurde und als Hochschullehrbuch für Studenten technischer Fachrichtungen zugelassen wurde, werden die verschiedenen Aufgaben der künstlichen Intelligenz im Zusammenhang mit der Entwicklung der Robotertechnik und der flexiblen Automatisierung behandelt. Dementsprechend werden im 1. Kapitel der Begriff der künstlichen Intelligenz, Struktur und Funktion intelligenter Roboter sowie der Einsatz der künstlichen Intelligenz in der hochautomatisierten Produktion untersucht. Einen großen Umfang nehmen die Darlegungen zur Wissensrepräsentation (Kapitel 2) ein. Neben allgemeinen Kenntnissen über die Modellierung des Wissens werden logische Modellierung, semantische Netze und Frames behandelt. Das 3. Kapitel beinhaltet Methoden zur Aufgabenlösung, insbesondere zur Lösungssuche im Zustandsraum, zur Dekomposition von Aufgaben sowie der Aufgabenlösung durch Theorembeweise. Kurze Einblicke gibt dieses Kapitel auch in die Entscheidungsfindung bei linguistischer Unbestimmtheit. Kapitel 4 behandelt schließlich die intelligente Mensch-Maschine-Kommunikation sowie Probleme des visuellen Erkennens.

B 2358 K.-H. WINTER

Technische Zuverlässigkeit. Problematik · Mathematische Grundlagen · Untersuchungsmethoden · Anwendungen. 3., neubearbeitete und erweiterte Auflage. Berlin/Heidelberg/New York/London/Paris/Tokyo: Springer-Verlag. 328 Seiten, 89 Bilder.

Das Buch wurde von den Herren P. BITTER, H. GROSS, H. HILLEBRAND, E. TRÖTZSCH, A. WEIHE (alle *Messerschmidt-Bölkow-Blohm GmbH*, München) unter Mitwirkung des Münchner Rechtsanwalts F. J. WITTMANN geschrieben. Basierend auf Zuverlässigkeitslehrbriefen, die im Jahre 1967 im Auftrag des Bundesverteidigungsministeriums der BRD verfaßt worden waren, erschien die 1. Auflage des Werkes 1971. Die nun vorliegende 3. Auflage hält sich an die bewährte Gliederung: Einführung (44 S.), Mathematische Wahrscheinlichkeit und Boolesches Modell (36 S.), Zuverlässigkeitsfunktion (25 S.), Zuverlässigkeit von Systemen (66 S.), Statistische Verfahren (71 S.), Instandhaltung (30 S.), Datenerfassung (14 S.), Zuverlässigkeit in Beschaffungsverträgen (35 S.).

Das Buch erhebt keineswegs den Anspruch, neue Ergebnisse auf dem Gebiet der Zuver-

lässigkeitstheorie bringen zu wollen. Vielmehr will es vor allem den Zuverlässigkeitsbearbeiter in der Industrie mit den Vorschriftenwerken der praktischen Zuverlässigkeitsarbeit vertraut machen. Dazu werden aber auch die für die betriebliche Zuverlässigkeitsarbeit notwendigen mathematischen Grundlagen erläutert, und zwar in didaktisch ausgereifter Form. Für alle in einem Industriebetrieb tätigen Zuverlässigkeitsingenieure stellt das Werk ein ausgezeichnetes Arbeitsbuch dar.
Gegenüber der vorangegangenen 2. Auflage wurden die Zuverlässigkeitsfragen aus juristischer Sicht gründlicher und umfassender beleuchtet. Damit wurde einem Kernproblem der Zuverlässigkeitspraxis, das in den meisten Lehrbüchern der Zuverlässigkeitstheorie höchstens erwähnt wird, die gebührende Aufmerksamkeit geschenkt.
B 2261 K. REINSCHKE

Algebraic Theory for Multivariable Linear Systems. Von H. BLOMBERG und R. YLINEN. London/New York/Paris/San Francisco: Academic Press. 360 Seiten.

Das Buch enthält eine komplette Theorie, die auf der Polynomialdarstellung von Systemen auf der Grundlage von linearen Differential- und Differenzengleichungen mit konstanten Koeffizienten beruht. Die Idee dabei ist, daß Differentiationen als lineare Faltung zwischen passenden Signalabständen aufgefaßt werden. Das liefert eine leistungsfähige Algebra zur Behandlung der Struktur von Systemen, insbesondere bei Stabilitätsuntersuchungen in linearen Mehrgrößensystemen. Nützlich sind diese Untersuchungen beim Entwurf entsprechender Regler und Beobachter.
Die grundlegende Beschreibung des Systems erfolgt dabei in der Form

$$\Sigma: A(p)\, y = B(p)\, u$$

mit A und B als polynomialen Matrizen, dem Differentialoperator p und den Eingangssignalen u und den Ausgangssignalen y.
Damit erweitert diese Theorie für lineare Mehrgrößensysteme die klassischen Methoden der Übertragungsfunktionen.
Schwerpunkte der Darstellung sind:

- Grundlegendes Konzept der Systemtheorie durch die Beschreibung und Verbindung von Systemen
- Modulare Struktur von Differentialsystemen (Differentielle Eingangs/Ausgangsbeziehungen und die Analyse und Synthese von Problemen)
- Vektorstruktur von Differentialsystemen (Projektionsmethode und die Verbindung von Differentialsystemen)
- Differenzensysteme (Modulare Struktur, Eingangs/Ausgangs-Beziehungen, Analyse und Synthese von Problemen und Projektionsmethode auf die Vektorstruktur von Differenzensystemen angewandt).

Die Autoren von der TU Helsinki greifen mit dieser Beschreibungsform von Systemen Ideen von R. KALMAN auf und erweitern die bestehenden Methoden zur Behandlung linearer Mehrgrößensysteme in einer sehr eleganten Art.
Diese mathematisch anspruchsvolle Monografie bringt in einem umfangreichen Anhang Grundlagen der abstrakten Algebra zum besseren Verständnis des Werkes.
H. BLOMBERG und R. YLINEN ist es gelungen, eine Theorie zu formulieren, deren Anwendung in der Automatisierungstechnik reizvoll erscheint.
B 2253 H. FUCHS

Bauelemente der Halbleiter-Elektronik. Von R. MÜLLER. Berlin/Heidelberg/New York/London/Paris/Tokyo: Springer-Verlag 1987. 328 Seiten, 320 Bilder.

Dieser seit über 10 Jahren bekannte Titel ist in dritter, völlig überarbeiteter und erweiterter Auflage als Band 2 der Buchreihe „Halbleiter-Elektronik" von W. HEYWANG und R. MÜLLER erschienen. Dabei hat der durch Buchveröffentlichungen und aus Fachzeitschriften bekannte Autor den Grundlagencharakter dieses Einführungslehrbuchs gewahrt. Das Hauptanliegen ist die Beschreibung des elektronischen Verhaltens, abgeleitet aus den physikalischen Wirkungsmechanismen der Halbleiterbauelemente, wobei die Kenntnis der physikalischen Grundlagen der Halbleitertechnik (Band 1 der Buchreihe) vorausgesetzt wird. Die Betonung liegt auf der Beschreibung. Es werden wenige mathematische Ableitungen der Parameter, dafür umso mehr Erläuterungen anhand von Skizzen und grafischen Darstellungen gegeben. Die Beschränkung liegt in der Betrachtung des Klemmenverhaltens der Bauelemente im statischen, dynamischen Betrieb und bei Impulsbelastung (bei Transistoren auch in den verschiedenen Grundschaltungen), ohne daraus die Wirkung in konkreten Schaltungen zu erläutern. Für schaltungstechnische Anwendungen und Herstellung, Meß- und Prüftechnik usw. sind weitere Bände der Buchreihe (derzeitige Konzeption etwa 20 Bände) vorgesehen. Wesentlich erscheint, daß in den einzelnen Kategorien die entsprechenden Bauelemente in der ganzen Breite des modernen technischen Spektrums erfaßt sind, so daß ein guter Überblick über Gemeinsamkeiten und Unterschiede der verschiedenen Konstruktionsformen vermittelt wird.
Die einzelnen Abschnitte erfassen die Bauelemente in üblicher Unterteilung: Dioden (etwa 70 Seiten); Injektionstransistoren (etwa 60 Seiten); Feldeffekttransistoren (etwa 50 Seiten); Thyristoren (etwa 35 Seiten); Integrierte Schaltungen (etwa 20 Seiten); spezielle Halbleiterbauelemente (etwa 25 Seiten). In einem Anhang (etwa 25 Seiten) werden verschiedene allgemeine Erscheinungen betrachtet, wie Rauschen, Laserprinzip, Gummel-Poon-Modell u. a. Über 240 Literaturstellen geben Hinweise für intensiveres Studium. Nahezu 50 Übungsaufgaben mit Lösungen geben dem pädagogisch ausgereiften Buch den Charakter eines echten Lehrbuchs, das für das Studium der Elektronik und für Ingenieure in der Praxis als Nachschlagewerk empfohlen werden kann.
B 2264 K. LUNZE

Analysis and Design of Stream Ciphers. Von R. A. RUEPPEL. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1986. 244 Seiten, 53 Bilder.

Seit Mitte der siebziger Jahre erscheinen hin und wieder Bücher, die sich mit den wissenschaftlichen Grundlagen der Kryptographie, also mit der Algebra der Geheimschriften, beschäftigen, wobei diese Arbeiten nicht nur in der Nachrichtentechnik, sondern auch in der Computertechnik zunehmendes Interesse finden. In Analogie zu den Fehlerkorrekturkodes, die in Block- und Faltungskodes unterteilt werden, unterscheidet man zwischen den Block-Chiffren und den kontinuierlichen Chiffren. Erstere unterteilen den Klartext in Blöcke von gewöhnlich feststehender Größe; es handelt sich um einfache Substitutionschiffren, die auch bei einem umfangreichen Alphabet mit einigem Kombinationsaufwand unbefugt entschlüsselt werden können. Kontinuierliche Chiffren transformieren dagegen zeichenweise mit einer zeitvariablen Transformationsfunktion, wobei die Zeitabhängigkeit vom internen Zustand der Chiffrierlogik abhängt. Gleiche Worte des Klartextes werden auf diese Weise verschieden kodiert. Die Regel für die ständige Statusänderung bleibt so verdeckt. Der Autor wendet sich diesen zukunftsträchtigen Chiffren zu, wobei er insbesondere bei den nichtlinearen Systemen der synchronen kontinuierlichen Chiffren mit vielen neuen Resultaten aufwarten kann. Besonderes Augenmerk verdienen die Vorschläge zur Erzeugung von Pseudorandomfolgen, der wohl sichersten realisierbaren Chiffriermethode. Das Buch ist folgendermaßen gegliedert: Erzeugung kontinuierlicher Chiffren, Kodierungsalgebra, Randomfolgen und lineare Komplexität, nichtlineare Theorie periodischer Folgen, Erzeugung von Randomfolgen durch Mehrfachtaktung, die 0/1-Teilmenge als nichtlineare Funktion, das Teilmengen-Chiffriersystem, nichtlineare Kombinationsfunktionen mit Gedächtnis.
B 2281 M. SIAKKOU

Schaltgeräte. Grundlagen, Aufbau, Wirkungsweise. Herausgeber: M. LINDMAYER. Berlin/Heidelberg/New York/London/Paris/Tokyo: Springer-Verlag 1987. 250 Seiten, 182 Bilder.

Auf dem Weg vom Kraftwerk zum Verbraucher passiert die elektrische Energie eine

große Zahl von Schaltgeräten, von deren einwandfreier Funktion die Versorgungszuverlässigkeit des Netzes entscheidend mitbestimmt wird. Trotz gravierender Fortschritte auf dem Gebiet der Leistungselektronik handelt es sich dabei nach wie vor bei der weitaus größten Zahl der Schaltgeräte um solche mit mechanischen Kontakten und speziellen Vorrichtungen zum Löschen der beim Abschalten entstehenden Schaltlichtbögen. Der Grund hierfür liegt in den Vorzügen dieses Schalterprinzips, wie geringe Verluste und damit geringe Erwärmung im eingeschalteten Zustand, kleines Volumen, hohe Überlastbarkeit der Schaltstrecke, extrem hohes EIN/AUS-Widerstandsverhältnis, galvanische Trennung des Steuer- und Energiekreises, sicherheitsrelevantes Verhalten (passive Funktionsfehler dominieren gegenüber aktiven) und vergleichsweise niedrige Kosten. Auch in absehbarer Zukunft werden deshalb mechanische Kontaktschaltgeräte im Bereich der Elektroenergietechnik dominieren. Gründe genug, um dieses Spezialgebiet in einem Buch ausführlich zu behandeln. Dieser Aufgabe haben sich führende Fachleute aus Forschung, Entwicklung, Konstruktion, Fertigung und Prüfung der Fa. *Siemens* unterzogen. Das Ergebnis ist ein Buch, das einen fundierten Überblick über die Funktionsweise und den Einsatz der großen Vielfalt an Schaltgeräten der Elektroenergietechnik bietet.

In insgesamt vier Kapiteln werden nach einer kurzen Einführung zunächst die physikalischen Mechanismen sowie ihre theoretische Deutung und mathematische Repräsentation dargestellt. Daran anschließend werden die Einsatzbeanspruchungen und die daraus resultierenden Anforderungen an Schaltgeräte beschrieben und schließlich anhand zahlreicher Konstruktionsbeispiele Prinzip und Aufbau der vielen Schaltgerätearten für die unterschiedlichsten Aufgaben erläutert.

Das Buch wendet sich an Fachleute der elektrischen Energietechnik (und solche, die es werden wollen), die sich mit dem Fachgebiet der Schaltgerätetechnik vertraut machen wollen. Aufgrund des engen Bezugs zu den einschlägigen Vorschriften und Normen sowie zahlreichen praxisrelevanten Informationen bietet es jedoch auch Entwicklern, Konstrukteuren, Projektanten und Anwendern von Schaltgeräten und Schaltanlagen zahlreiche nützliche Anregungen und Hinweise für die unmittelbare Tätigkeit. Die Ausstattung des Buches ist in jeder Hinsicht vorzüglich, so daß es dem genannten Personenkreis vorbehaltlos empfohlen werden kann.

B 2275 E. Habiger

Nichtlineare und adaptive Regelungssysteme. Von J. Böcker, I. Hartmann und Ch. Zwanzig. Berlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1986. 579 Seiten, zahlreiche Bilder.

Die Vielfalt nichtlinearer Systeme und damit der Analyse- und Synthesemethoden ist weitaus größer als im linearen Fall. So werden in diesem Band der Reihe „Hochschultext" neben den allgemeineren nichtlinearen Regelungssystemen als spezielle Klasse nichtlinearer Systeme die adaptiven Regelungssysteme behandelt, die gegenwärtig in der praktischen Anwendung wegen zahlreicher Vorteile an Bedeutung gewinnen.

In gründlicher, aber trotzdem ingenieurgemäßer anschaulicher Weise werden anhand zahlreicher informativer Beispiele wesentliche Methoden zur Behandlung nichtlinearer Systeme vermittelt. Wichtige erforderliche mathematische Grundlagen sind in umfangreichen Anhangskapiteln zusammengefaßt. Damit wird erreicht, daß der Hauptteil des Buches noch gut überschaubar bleibt.

Im ersten Kapitel wird in die mathematische Beschreibung nichtlinearer Systeme eingeführt und werden Grundbegriffe, wie Stabilität, Ruhelage, Arbeitspunkt usw., erläutert. Dem zentralen Problem nichtlinearer Regelungen, dem periodischen Verhalten, widmet sich das zweite Kapitel, wobei neben dem Zusammenhang der Existenz von Ruhelagen und Dauerschwingungen besonders auf die Harmonische Balance und die Möglichkeiten des Entwurfs von Korrekturgliedern zur Erzeugung, Unterdrückung bzw. Verminderung der Grenzschwingungsamplitude eingegangen wird. Funktionsanalytische Methoden werden in anschaulicher Weise im Kapitel 3 zur Stabilitätsanalyse herangezogen (L_2-/L_∞-Stabilität). Die praktische Anwendbarkeit wird besonders am Kreiskriterium für Eingrößen- und Mehrgrößensysteme im kontinuierlichen und zeitdiskreten Fall gezeigt.

Während in den genannten Kapiteln Eingangs-/Ausgangsbeschreibungen verwendet werden, stehen im 4. Kapitel nichtlineare Zustandsmodelle im Mittelpunkt. Über die direkte Methode der Stabilitätsanalyse von Ljapunov, mehrere Methoden zur Ermittlung der Ljapunov-Funktion werden erläutert, wird der Bogen bis zu Entwurfsverfahren nichtlinearer Regelungssysteme (zeitoptimal, integrales Gütekriterium) gespannt. Diese Betrachtung schließt die erforderlichen Methoden zur Parameter- und Zustandsschätzung nichtlinearer Systeme ein.

Auf den verbleibenden rund 100 Seiten des Hauptteils werden adaptive Regelungssysteme einführend behandelt. Neben Self-Tuning-Algorithmen (Minimum-Varianz, Polvorgabe) werden Modell-Referenz-Algorithmen und Gain-Scheduling analysiert. Im ersten Fall werden zur späteren Anpassung Entwurfsgleichungen für den linearen Regler und lineare Strecken abgeleitet und das Konvergenzverhalten untersucht. Im zweiten Fall werden mit Ljapunov-Methode und Hyperstabilitätstheorie für den zeitkontinuierlichen und zeitdiskreten Fall die Adaptionsgleichungen entwickelt. Anmerkungen zu Instabilitäten aufgrund nichtmodellierter Dynamikanteile runden die Einführung ab.

Hervorgehoben wurde bereits die gründliche und ausführliche Erläuterung komplizierter Sachverhalte an einer Vielzahl geeigneter Beispiele. Vermißt wurden allerdings numerische Methoden zur Analyse und Simulation nichtlinearer Regelungssysteme, die beim fortschreitenden PC-Einsatz im Entwurf deutlich an Bedeutung gewinnen.

Trotzdem kann dieses lesenswerte Buch nicht nur der Zielgruppe der Reihe, sondern auch Ingenieuren in Forschung und Entwicklung sowie systemtheoretisch interessierten Physikern und Mathematikern empfohlen werden.

B 2363 J. Wede

Hybridschaltungen. Dünn- und Dickschichttechnologie. Von G. Riph und I. Hajdu. Budapest: Akademiai Kiado 1987. 363 Seiten, 312 Bilder.

Auch im Zeitalter der VLSI-Technik hat die Hybridtechnik einen festen Platz in der Mikroelektronik gefunden. Insbesondere für spezielle Kundenschaltungen mit geringen Stückzahlen und besonderen elektrischen Anordnungen (z. B. in der Mikrowellentechnik) oder das Kombinieren von (Nackt-)Chips und passiven Bauelementen in einem Baustein sind die Hauptanwendungsgebiete.

Das Buch gibt in umfassender Weise alle wesentlichen Details dieser Technik wieder. Die Hälfte des Umfanges wird von einem Abschnitt eingenommen, der die Prozesse der Herstellung, die verwendeten Materialien, die elektrischen Eigenschaften der Komponenten und die Entwurfstechnik enthält. In Diagrammen, Tafeln und anschaulichen Skizzen wird eine Fülle von Faktenmaterial geliefert. Dieses reicht von den allgemeingültigen physikalischen und chemischen Grundlagen bis zu technischen Details wie Gehäuseformen für Hybridschaltungen.

Im folgenden Abschnitt werden die wichtigsten Hybridelemente beschrieben. Das sind Kondensatoren, Widerstände, Transistoren und integrierte Schaltkreise. Weitere Abschnitte befassen sich mit dem Entwurf integrierter Schichtbauelemente. Hier erfolgen gründliche mathematische Analysen der i. allg. mehrdimensionalen Elemente sowie der Gestaltung des Layouts (Flächenauslegung).

Die rechnergestützten Verfahren des Schaltungsentwurfs basieren auf dem Netzwerksimulator TRANSTRAN. Den Abschluß des Buches bilden Dimensionierungs- und Schaltungsbeispiele.

Obwohl die Thematik sehr speziell zu sein scheint, ist das Buch doch so angelegt, daß neben vielen nützlichen und sofort praktisch nutzbaren Informationen zur Hybridtechnik viele für die moderne Elektronik allgemeingültige Informationen enthalten sind, so daß es einen breiten Leserkreis ansprechen wird.

B 2319 A. Möschwitzer

Statistische Nachrichtentheorie. Teil 1: Signalerkennung und Parameterschätzung. 2. Auflage. Von K. KROSCHEL. Berlin/Heidelberg/New York/London/Paris/Tokyo: Springer-Verlag 1986. 220 Seiten, 68 Bilder.

In der im deutschsprachigen Raum recht spärlichen Landschaft ausgereifter und qualitativ hochstehender Darstellungen auf dem Gebiet der statistischen Nachrichtentheorie stellt diese zusammenfassende Darstellung zur Detektion von Signalen und zur Schätzung konstanter Parameter eine sich durch Exaktheit und Tiefe wohltuend heraushebende Erscheinung dar. Einer kurzen und klaren Problemdarstellung im Kapitel 1 folgt im Kapitel 2 eine kompakte Erläuterung des im weiteren benötigten Handwerkszeuges zur Behandlung von Zufallsgrößen bzw. Zufallsprozessen. Didaktisch etwas weniger gelungen werden im Kapitel 3 Vektordarstellungen von deterministischen Signalen und Zufallsprozessen eingeführt. Dem Lernenden wird die Sinnfälligkeit der Vektordarstellung mehrerer Signale nach dem Gram-Schmidt-Verfahren wohl erst im weiteren klar werden, insbesondere bei der wieder sehr gut herausgearbeiteten Darstellung von Relevanz bzw. Irrelevanz von Signalkomponenten bezüglich der auftretenden additiven Störungen. Zentraler Teil des Buches sind Kapitel 4 und 5, in denen die Signalerkennung bzw. die Parameterschätzung behandelt werden. Die verschiedenen Gütekriterien der Signaldetektion werden begründet und ihr Einfluß auf die Entscheidungsregel abgeleitet. Der Fall zweier möglicher Signale ist die Basis für die Erweiterung auf das Problem der multiplexen Detektion, bei der aus N verschiedenen möglichen Signalen ausgewählt werden muß.
Mit der ausführlichen Behandlung der Signaldetektion nach dem Kriterium des Maximums der A-posteriori-Wahrscheinlichkeit bei Gaußschem Rauschen werden verallgemeinerungsfähige Wege für die Konstruktion möglichst günstiger Signalmengen (orthogonale Signale, Simplexsignale, biorthogonale Signale) und für die Fehlerwahrscheinlichkeitsanalyse aufgezeigt. Die Behandlung des Problems der Datenübertragung von Binärzeichen und Datenblöcken bei verschiedenen Modulationsarten ist nicht nur methodisch, sondern auch praktisch wertvoll. Kritisch anzumerken ist, daß die Voraussetzung erfolgter Synchronisation stillschweigend als erfüllt betrachtet wird — wie man dahin kommt, bleibt hier wie in so vielen, auch englischsprachigen Einführungen in die statistische Nachrichtentheorie unklar. Kapitel 5 beinhaltet die Grundbegriffe der Parameterschätzung wie Konfidenzintervall, Erwartungstreue, effiziente Schätzer usw. sowie die üblichen Gütekriterien, wobei der Maximum-Likelihood-Schätzung entsprechend ihrer Bedeutung für unbekannte A-priori-Verteilungen der Parameter die ihr gebührende Aufmerksamkeit gewidmet wird.
Die Rolle der Cramer-Rao-Ungleichung für erwartungstreue Schätzungen und als Paradigma für die Behandlung minimaler Fehlervarianzen kommt gut zum Ausdruck.
Harmonisch schließt sich der Fall der multiplen Parameterestimation als Erweiterung der Bayes- bzw. der Maximum-Likelihood-Schätzungen an.
Natürlich werden lineare Schätzer und Methoden der Verbesserung von Schätzwerten durch Erweiterung des Beobachtungsraumes sowie repräsentative Beispiele für die praktische Anwendung mit gleicher Sorgfalt und Schnörkellosigkeit wie die methodischen Grundlagen behandelt.
Alles in allem — eine systematisch aufgebaute, methodisch ausgereifte, klare Darstellung der Grundlagen und wichtigsten Ansätze der Signalerkennung und Parameterschätzung, die ihresgleichen sucht. Auch solche Kleinigkeiten wie die korrekte Unterscheidung zwischen Zufallsprozessen und ihren Musterfunktionen (Realisierungen) werden sorgfältig gehandhabt (wobei lediglich die Drucktechnik die Unterscheidung zwischen Fett- und Normaldruck mitunter zu einem Problem werden läßt).

B 2286 V. KEMPE

Numerische Berechnung elektromagnetischer Felder. Grundlagen, Methoden, Anwendungen. Von C. HAFNER. Berlin/Heidelberg/New York/Tokyo: Springer-Verlag 1987. 238 Seiten, 64 Bilder, 3 Tafeln.

Die numerische Berechnung elektromagnetischer Felder besitzt schon seit Jahren große Bedeutung. Um so erstaunlicher ist es, daß auf diesem Gebiet kaum zusammenfassende Darstellungen existieren. In diesem Buch werden die wichtigsten numerischen Verfahren zusammengestellt, geordnet, ihre physikalischen und mathematischen Grundlagen erläutert, eine Wertung ihrer Anwendbarkeit und ein Vergleich untereinander vorgenommen. Ohne auf Details einzugehen, wird auf Gemeinsamkeiten der Verfahren und ihre Vor- und Nachteile hingewiesen. Auf rechentechnische Probleme sowie Programmgestaltung wird nicht eingegangen.
Zur Sprache kommen: Methode der finiten Elemente; finite Differenzen-Methode; Momenten-, Teilflächenmethode; Point-Matching-Methode, Ersatzladungsverfahren; Spectral Domain Analysis; General Theory of Diffraction, Strahlenoptik; Singularity Expansion Method; Mode Matching Technique, Wellentypenzerlegung und ausführlich die Multiple-Multi-Pol-Methode.
Dem numerischen Teil vorangestellt sind die mathematischen Grundlagen der Feldtheorie (Koordinatensysteme, Feldbeschreibung, Differentialoperatoren, Feldintegrale, Integralsätze) sowie die fundamentalen Grundgleichungen der Maxwellschen Theorie (Poisson-, Helmholtz-, Wellengleichung), die unter vorgegebenen Rand- und Grenzflächenbedingungen zu lösen sind. Eingegangen wird ebenfalls auf spezielle Lösungsverfahren (Greensche Funktion, Separationsmethode) dieser Gleichungen. Insbesondere wird Wert auf die Formulierung der Beziehungen für Zylinderprobleme und zweidimensionale Felder gelegt. Abgeschlossen wird dieser Teil durch eine Klassifizierung typischer Aufgabenstellungen mit Aussagen zur Modellbildung, die ausnahmslos schwachstromtechnisch orientiert sind. Zur Einarbeitung liegt mit diesem Buch eine nützliche Literatur vor, zur Anwendung der Verfahren ist jedoch das Studium von Spezialliteratur erforderlich.

B 2289 H.-G. SCHULZ

Bildkommunikation. Bedeutung, Technik und Nutzung eines neuen Informationsmediums. Von K. FISCHER. Berlin/Heidelberg/New York/London/Paris/Tokyo: Springer-Verlag 1987. 132 Seiten, 66 Bilder.

Dieser Band zur Bildkommunikation behandelt nur einen Teil der denkbaren Kommunikationsmöglichkeiten, die an Bedeutung zunehmen. Die Information und ihre ständige Verfügbarkeit durch Kommunikationssysteme wird zunehmend ein Produktivitätsfaktor. Das breite Feld moderner Kommunikationssysteme beschränkt der Autor auf:

1. Mensch-Mensch-Kommunikation
2. Bildkommunikation.

Damit wird einerseits ein besonders wichtiger Teilbereich der Kommunikation, die Mensch-Mensch-Bildkommunikation, aufgegriffen, andererseits fehlt aber die Mensch-Maschine-Kommunikation, die gerade bei modernen Automatisierungslösungen von entscheidender Bedeutung ist. In dem vom Autor abgesteckten Bereich verarbeitet er geschickt die Erfahrungen seiner Industrie- und Hochschullehrertätigkeit.
Moderne Kommunikationssysteme, z. B. das Bildtelefon, werden didaktisch gut dargestellt und interessant lesbar gestaltet. Der gut bebilderte Band spricht auch die Leser an, die nicht direkt als Nutzer in Frage kommen. Er gibt einen interessanten Einblick in moderne elektronische Bildkommunikationssysteme unterschiedlichster Übertragungsmedien, sowohl elektrische Übertragung als auch Übertragung mittels Lichtwellenleiter.
Der Band findet einen breiten Leserkreis, da Kommunikation zwischen Menschen auf der Grundlage von Bildern ein Anliegen aller ist.

B 2318 H. FUCHS

Kurzfassungen

BOCHMANN, D.:

Alte und neue Wege der kombinatorischen Synthexe

msr, Berlin 32 (1989) 2, S. 51—52

Ausgehend von der wieder aktuell gewordenen Notwendigkeit des effektiven algorithmischen Entwurfs kombinatorischer Schaltungen wird ein klassifizierender Überblick über die wichtigsten Vorgehensweisen gegeben. Diese überdecken jedoch nicht alle bekannten Verfahren und erfassen auch nicht alle Schaltungsklassen. Als ein praktisch wichtiges, bisher schwierig erfaßbares Beispiel werden UND-ANTIVALENZ-Schaltungen genannt, und es wird für sie ein effektiver Algorithmus skizziert.

HORN, M.; RICHTER, W.:

Sind zufällige Fehler doch korrigierbar?

msr, Berlin 32 (1989) 2, S. 53—55

Ein allgemein anerkanntes Postulat bei Fehlerbetrachtungen besagt, daß zufällige Fehler nicht korrigierbar, sondern nur durch statistische Kennwerte beschreibbar sind. Ausgehend von Überlegungen über die wahrscheinliche Größe der Differenz aufeinander folgender unabhängiger Fehler und die Grenzfrequenz technischer Systeme wird gezeigt, daß niederfrequente zufällige Störungen bis zu einer im Beitrag hergeleiteten Grenze (doch) korrigierbar sind. Diese Grenze hängt von der Streuung der zufälligen Fehler und von der Grenzfrequenz des Meßsystems ab.

KRAUSS, M.; HEROLD, H.:

Architekturen kapazitiver Sensoren mit Schutzschirmtechnik und zugehörige Sensorelektronik

msr, Berlin 32 (1989) 2, S. 56—59

Kapazitive Sensoren dienen der robusten und gut reproduzierbaren Messung nichtelektrischer Größen, die sich auf Abstandsänderung bzw. Verschiebung der Kondensatorelektroden oder Änderung des Dielektrikums zurückführen lassen. Gegen Fremdstörfelder werden Schutzschirme und entsprechende Elektronikbaugruppen verwendet. Der Beitrag erläutert den theoretischen Sachverhalt, vermittelt Lösungen und passende Schaltungsbeispiele.

EHRLICH, H.; FIEDLER, K.:

Logisch-dynamische Systeme zur Struktursteuerung großer Automatisierungssysteme

msr, Berlin 32 (1989) 2, S. 59—63

Der Beitrag führt in eine Variante zur Realisierung integrierter Automatisierungssysteme für Fließgutprozesse ein. Eine übergeordnete logische Steuerung koordiniert dabei die Zusammenarbeit der Teilsysteme. Es wird ein Algorithmus vorgestellt, mit dem das dynamische Verhalten der komponierten Teilsysteme logikabhängig modelliert werden kann. Die Teilsysteme sind dafür als lineare Zustandsraummodelle oder Übertragungsfunktionen gegeben.

KIENITZ, U.:

Intelligentes Pyrometer

msr, Berlin 32 (1989) 2, S. 63—66

Nach einer Darstellung der durch unbekannte Emissionsgrade bei der berührungslosen Temperaturmessung hervorgerufenen Meßfehler werden meßfallspezifische Emissionsgradmessungen diskutiert. Ein Teach-in-Pyrometer vereint ein Emissionsgradmeßgerät, einen intelligenten Spektralanalysator und ein Mehrkanalpyrometer. Es werden die Funktion derartiger, nach dem Prinzip der spektralen Mustererkennung arbeitender Geräte und dessen Hardwarerealisierung beschrieben.

PESCHEL, M.; MENDE, W.; LISCHKE, ST.; BREITENECKER, F.:

Dynamische Zerlegungen von Modellen — die Rolle einer Referenzdynamik bei der Simulation

msr, Berlin 32 (1989) 2, S. 67—69

In allgemeiner Form wird eine Methode der Rückführung eines nichtlinearen dynamischen Systems auf eine Referenzdynamik zum Zwecke einer verbesserten Systemsimulation beschrieben.
Am Beispiel eines sigmoiden Wachstumsprozesses, formalisiert durch das Evolon und seiner Verallgemeinerungen wird die Wirksamkeit dieser Methode nachgewiesen.

SANDNER, W.; SPORN, U.; HÖGNER, CH.:

Probleme der Koordinatentransformation für die Sensordatenverarbeitung in Industrierobotersteuerungen

msr, Berlin 32 (1989) 2, S. 73—78

Im Beitrag werden schwerpunktmäßig Probleme der Koordinatentransformation für die Einbeziehung und Verarbeitung von Sensordaten in Industrierobotersteuerungen dargestellt. Es ist eine Erweiterung der Transformationen gegenüber den ohne Sensordatenverarbeitung erforderlichen Transformationen (direkte und inverse Koordinatentransformation) notwendig. Unter diesem Gesichtspunkt werden Signalflußbilder für Varianten der Sensordateneinbeziehung und die zugehörigen mathematischen Lösungswege angegeben. Über die Realisierung eines Beispiels wird berichtet.

Резюме

BOCHMANN, D.:

Старые и новые пути комбинационного синтеза

msr, Berlin 32 (1989) 2, стр. 51—52

Исходя из снова актуальной необходимости эффективной алгоритмической разработки комбинационных схем дан классификационный обзор об основных методах. Однако, они не перекрывают все известные методы и таким образом не накоплены все схемные классы. В качестве практически важного, до сих пор трудно понятного примера указаны И-антиваленцные схемы, и нарисован для них эффективный алгоритм.

HORN, M.; RICHTER, W.:

Случайные погрешности являются ли исправляемыми?

msr, Berlin 32 (1989) 2, стр. 53—55

Общеизвестный постулат при рассмотрениях погрешностей говорит, что случайные погрешности являются неисправляемыми, а только описываемыми статистическими характеристиками. Исходя из соображений о вероятной величине разности последующих независимых погрешностей и предельной частоты технических систем показано, что низкочастотные случайные помехи все-таки являются исправляемыми до предела, приведенного в данной статье. Эта граница зависит от рассеяния случайных погрешностей и предельной частоты системы измерения.

KRAUSS, M.; HEROLD, H.:

Архитектуры емкостных датчиков с техникой защитного экрана и принадлежащей электроникой датчиков

msr, Berlin 32 (1989) 2, стр. 56—59

Емкостные датчики предназначены для солидного и хорошо воспроизводимого измерения неэлектрических величин, которые могут быть возращены к изменению расстояний или перемещению электродов конденсаторов или изменению диэлектрика. Против полей внешних помех применяются защитные экраны и соответствующие электронные блоки. В статье пояснено теоретическое положение, указаны решения и подходящие примеры схем.

EHRLICH, H.; FIEDLER, K.:

Логические динамические системы для структурного управления крупными системами автоматизации

msr, Berlin 32 (1989) 2, стр. 59—63

Статья указывает вариант для реализации интегрированных систем автоматизации для конвейерных процессов. При этом вышестоящее логическое управление координирует совместную работу частичных систем. Представлена алгоритм, при помощи которого возможно моделировать динамическое поведение компонированных частичных систем в зависимости от логики. Для этого, частичные системы указаны как линейные модели пространства состояния или как функции передачи.

KIENITZ, U.:

Интеллектуальные пирометры

msr, Berlin 32 (1989) 2, стр. 63—66

После изображения погрешностей измерения, вызванных неизвестными степенями эмиссии при бесконтактном измерении температуры обсуждены измерения степеней эмиссии, специфические для случая измерения. Пирометр „teach-in" включает в себя прибор измерения степеней эмиссии, интеллектуальный спектральный анализатор и многоканальный пирометр. Описаны функции таких приборов, работающих по принципу спектрального распознавания образцов и их реализация аппаратурного обеспечения.

PESCHEL, M.; MENDE, W.; LISCHKE, ST.; BREITENECKER, F.:

Динамические разложения моделей — роль референцной динамики при моделировании

msr, Berlin 32 (1989) 2, стр. 67—69

В общей форме описан метод возврата нелинейной динамической системы на референцную динамику с целью улучшенного системного моделирования. На примере сигмоидного процесса роста, формализировано эволоном и его обобщениями доказана эффективность данного метода.

SANDNER, W.; SPORN, U.; HÖGNER, CH.:

Проблемы трансформации координат для обработки данных датчиков в управлениях промышленными роботами

msr, Berlin 32 (1989) 2, стр. 73—78

В центре внимания данной стаьи находятся проблемы трансформации координат для включения и обработки данных датчиков в управления промышленными роботами. Необходимо расширение трансформаций по сравнению с трансформациями, работающими без обработки данных датчиков (прямая и инверсная трансформация координат). Под этим аспектом указаны схемы прохождения сигналов для вариантов включения данных датчиков, а также соответствующие математические пути решения. Доложено о реализации одного примера.

Summaries

BOCHMANN, D.:

Old and New Approaches of the Combinative Synthesis

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 51—52

Starting from the necessity anew important for an efficient algorithmic design of combinative circuits, the author gives a classifying survey of the most important approaches. They don't cover, however, all the known methods and don't consider all classes of circuits. An example practically important but comprehensible only with difficulties up to now is the AND-EXCLUSIVE-OR circuit for which the author describes an efficient algorithm.

HORN, M.; RICHTER, W.:

Can Random Errors Nevertheless be Corrected?

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 53—55

A postulate generally acknowledged in error considerations states that random errors cannot be corrected but only described by statistical characteristics. Starting from considerations on the probable amount of the difference of independent errors succeeding one another and the limiting frequency of technical systems, the authors show that low frequency random perturbation up to a limit derived in this contribution can nevertheless be corrected. This limit depends upon the dispersion of the random errors and the limiting frequency of the measurement system.

KRAUSS, M.; HEROLD, H.:

Architectures of Capacitive Sensors with Protective Shielding and Corresponding Sensor Electronics

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 56—59

Capacitive sensors serve for the robuste and well reproducible measurement of non-electric quantities which can be reduced to the distance change and the displacement of the capacitor electrodes, respectively, or to the change of the dielectric. Protective shielding and corresponding electronic packages are used to prevent external interference fields. The authors explain the theoretical fact as well as present solutions and suited circuit examples.

EHRLICH, H.; FIEDLER, K.:

Dynamical Logical Systems for Structure Control of Large Automation Systems

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 59—63

The authors deal with a variant supporting the realization of integrated automation systems for continuous technological processes. A supervising logical control co-ordinates the co-operation of the partial systems. The authors present an algorithm by which the dynamic behaviour of the connected partial systems can be modelled in dependence on the logic, the partial systems being given in form of linear state space models or transfer functions.

KIENITZ, U.:

Intelligent Pyrometer

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 63—66

After having represented the measurement errors caused by unknown emission degrees in contactless temperatur measuring the author discusses specific emission degree measurements. A teach-in pyrometer comprises an emission degree measurement device, an intelligent spectrum analyzer and a multichannel pyrometer. The author describes the function and the hardware realization of such devices working according to the principle of the spectral pattern recognition.

PESCHEL, M.; MENDE, W.; LISCHKE, ST.; BREITENECKER, F.:

Dynamic Decompositions of Models — the Role of Reference Dynamics in Simulation

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 67—69

In general form the authors describe a method of reducing a nonlinear dynamical system to a reference dynamics for the purpose of an improved system simulation. By means of the example of a sigmoid growing process formalized by the evolon and its generalizations, the efficiency of this method is proved.

SANDNER, W.; SPORN, U.; HÖGNER, CH.:

Problems of the Co-ordinate Transformation for the Sensor Data Processing in Industrial Robot Controls

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 73—78

As a focal point the authors present problems of the co-ordinate transformation for the incorporation and processing of sensor data in industrial robot controls. An extension of the transformations compared with the transformations required without sensor data processing (direct and inverse co-ordinate transformation) is necessary. Under this viewpoint the authors develop signal flow diagrams for variants of the sensor data incorporation and the corresponding mathematical solution approaches, the realization of an example being reported on.

Résumés

BOCHMANN, D.:

Vieilles et nouvelles méthodes de la synthèse combinatoire

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 51—52

A partir de la nécessité de nouveau actuelle pour un projet algorithmique efficace des circuits combinatoires, l'auteur donne un aperçu classifiant des approches les plus importantes. Mais elles ne couvrent pas toutes les méthodes connues et également ne considèrent pas toutes les classes de circuits. Un exemple pratiquement important et difficilement compréhensible jusqu'à présent est le circuit ET-ANTIVALENCE pour lequel l'auteur décrit un algorithme efficient.

HORN, M.; RICHTER, W.:

Les erreurs aléatoires, sont-elles quant même corrigibles?

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 53—55

Un postulat généralement accepté dans la considération d'erreurs constate que des erreurs aléatoires ne sont pas corrigibles mais elles peuvent être seulement décrites par caractéristiques statistiques. A partir de considérations sur la grandeur probable de la différence d'erreurs indépendantes successives et la fréquence limite des systèmes techniques, les auteurs montrent que des perturbations aléatoires à basse fréquence jusqu'à une limite dérivée dans cette contribution sont quand même corrigibles. Cette limite dépend de la dispersion des erreurs aléatoires et de la fréquence limite du système de mesure.

KRAUSS, M.; HEROLD, H.:

Architectures des capteurs capacitifs à blindage et correspondante électronique de capteur

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 56—59

Les capteurs capacitifs servent à la mesure robuste et bien reproductible des grandeurs non-électriques qu'on peut réduire au changement de la distance respectivement au déplacement des électrodes de condensateur ou au changement du diélectrique. Un blindage et de correspondants ensembles électroniques sont utilisés pour prévenir les champs perturbateurs. Les auteurs expliquent les faits théoriques ainsi que présentent des solutions et des exemples de circuit convenables.

EHRLICH, H.; FIEDLER, K.:

Systèmes logiques dynamiques pour la commande de structure dans de grands systèmes d'automatisation

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 59—63

Les auteurs traitent une variante qui supporte la réalisation de systèmes d'automatisation intégrés pour les processus technologiques continus. Une commande logique supérieure coordonne la coopération des systèmes partiels. Les auteurs présentent un algorithme par lequel on peut modeler en dépendance de la logique le comportement dynamique des systèmes partiels connectés, les systèmes partiels étant décrits par des modèles linéaires d'état d'espace ou des fonctions de transfert.

KIENITZ, U.:

Pyromètre intelligent

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 63—66

Après ayant représenté les erreurs de mesure causées par des degrés d'émission inconnus dans la mesure de température sans contact, l'auteur discute des mesures de degré d'émission spécifiques. Un pyromètre teach-in contient un dispositif de mesure pour le degré d'émission, un analyseur de spectre intelligent et un pyromètre à plusieurs voies. L'auteur décrit la fonction et la réalisation de matériel de tels appareils travaillant selon le principe de la reconnaissance spectrale des spécimens.

PESCHEL, M.; MENDE, W.; LISCHKE, ST.; BREITENECKER, F.:

Décomposition dynamique de modèles — le rôle d'une dynamique de référence dans la simulation

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 67—69

Dans une forme générale, les auteurs décrivent une méthode de la réduction d'un système dynamique non linéaire à une dynamique de référence dans le but d'améliorer la simulation de système. A l'aide de l'exemple d'un processus de croissance sigmoïde formalisé par l'évolon et par ses généralisations, l'efficacité de cette méthode est prouvée.

SANDNER, W.; SPORN, U.; HÖGNER, CH.:

Problèmes de la transformation des coordonnées pour le traitement des données de capteur dans les commandes de robots industriels

msr, Berlin 32 (1989) 2, pp. 73—78

Les auteurs tiennent beaucoup aux problèmes de la transformation des coordonnées pour l'incorporation et le traitement des données de capteur dans la commande de robots industriels. Il faut étendre les transformations par rapport aux transformations nécessaires en cas sans traitement des données de capteur (transformations directe et inverse des coordonnées). Sous ce point de vue, les auteurs présentent des organigrammes pour les variantes de l'incorporation des données de capteur et les correspondantes approches de solution mathématiques. La réalisation d'un exemple est traitée.

Neue Bücher aus der UdSSR

Hierbei handelt es sich um neue Titel aus der UdSSR, die dem sowjetischen Neuerscheinungsdienst „Novye knigi" entnommen sind. Die Bücher können über den Volksbuchhandel bestellt werden.

[1] Gruševickij, R.; Mursaev, A.; Smolov, V.: Analogo-cifrovye periferijnye ustrojstva mikroprocessornych sistem (Analog-digitale Peripherieanlagen von Mikroprozessorsystemen). Energoatomizdat. 2. Quart. 1989. NK 88-18 (182).

[2] Jaškov, S.: Analiz očeredej v EVM (Analyse von Schlangen in EDV-Anlagen). Radio i svjaz'. 3. Quart. 1989. NK 88-18 (188).

[3] Guljaev, A.: Vremennye rjady v dinamičeskich bazach dannych (Zeitreihen in dynamischen Datenbasen). Radio i svjaz'. 2. Quart. 1989. NK 88-18 (190).

[4] Skučas, J.; Zvirblis, A.; Agustajtis, V.: Avtomatizirovannyj kontrol' i avtomatizacija proektirovanija (Automatisierte Kontrolle und Automatisierung der Projektierung). Mokslas (LitSSR). 4. Quart. 1989. NK 88-18 (197).

[5] Pytev, Ju.: Metody analiza i interpretacii eksperimenta (Methoden der Analyse und der Interpretation von Experimenten). Izd-vo Mosk. un-ta. 2. Quart. 1989. NK 88-19 (62).

[6] Vyčislitel'nye kompleksy i modelirovanie složnych sistem (Rechentechnische Komplexe und Modellierung komplizierter Systeme). Izd-vo Mosk. un-ta. 3. Quart. 1989. NK 88-19 (118).

[7] Amosov, N.: Modelirovanie social'nych sistem (Modellierung sozialer Systeme). Naukova dumka (USSR). 2. Quart. 1989. NK 88-20 (8).

[8] Koroljuk, V.: Stochastičeskie modeli sistem (Stochastische Modelle von Systemen). Naukova dumka (USSR). 1. Quart. 1989. NK 88-20 (25).

[9] Kovalenko, I.: Verojatnostnye rasčety i optimizacija (Wahrscheinlichkeitstheoretische Berechnungen und Optimierung). Naukova dumka (USSR). 4. Quart. 1989. NK 88-20 (36).

[10] Sarkovskij, A.; Ivanov, A.; Sivak, A.: Udivitel'nyj mir dinamičeskich sistem (Erstaunliche Welt dynamischer Systeme). Naukova dumka (USSR). 4. Quart. 1989. NK 88-20 (37).

[11] Gibkie proizvodstvennye sistemy, promyšlennye roboty, robototechničeskie kompleksy. V 14-ti kn. (Flexible Produktionssysteme, Industrieroboter, robotertechnische Komplexe. Praktische Anleitung für Ingenieurschulen in 14 Bänden). Vysš. škola. 1. — 4. Quart. 1989. NK 88-20 (59a)—(72).

[12] Bergschauzer, T.; Sliv, P.: Sistema avtomatizirovannogo proektirovanija AutoCAD (System der rechnergestützten Projektierung AutoCAD. Übers. aus dem Engl.). Radio i svjaz'. 4. Quart. 1989. NK 88-20 (119).

[13] Vitenberg, I.; Šor, I.; Levin, M.: Programmirovanie analogo-cifrovych vyčislitel'nych sistem (Programmierung von Hybridrechnern). Radio i svjaz'. 2. Quart. 1989. NK 88-20 (120).

[14] Gevorkjan, G.; Semenov, V.: Bejsik — eto prosto (BASIC — das ist einfach). Radio i svjaz'. 3. Quart. 1989. NK 88-20 (121).

[15] Dansmur, M.; Dejvis, G. Dž.: Operacionnaja sistema i programmirovanie na jazyke CI (Operationssystem und Programmierung in C. Übers. aus dem Engl.). Radio i svjaz'. 3. Quart. 1989. NK 88-20 (122).

[16] D'jakonov, V.: Primenenie personal'nych EVM i programmirovanie na jazyke BEJSIK (Anwendung der PC und Programmierung in BASIC). Radio i svjaz'. 3. Quart. 1989. NK 88-20 (123).

[17] Nepli, E.; Platt, R.: Programmirovanie na jazyke MODULA-2 (Programmierung in MODULA-2). Radio i svjaz'. 1. Quart. 1989. NK 88-20 (127).

[18] Perminov, O.: Jazyk programmirovanija PASKAL' (Programmiersprache PASCAL). Radio i svjaz'. 3. Quart. 1989. NK 88-20 (129).

[19] Sviridenko, S.: Sovremennye informacionnye technologii (Moderne Informationstechnologien). Radio i svjaz'. 1. Quart. 1989. NK 88-20 (132).

[20] Jazyki programmirovanija ADA, CI, PASKAL'. Sravnenie i ocenka (Programmiersprachen ADA, C, PASCAL. Vergleich und Einschätzung). Radio i svjaz'. 2. Quart. 1989. NK 88-20 (136).

[21] Perspektivy razvitija vyčislitel'noj techniki (Perspektiven der Entwicklung der Rechentechnik. Nachschlagwerk für Studenten techn. Fachrichtungen in 11 Bänden). Vysš. škola. 1.—4. Quart. 1989. NK 88-21 (236)—(246).

[22] Avtomatizacija upravlenija v lesnoj promyšlennosti (Automatisierung der Steuerung in der Holzindustrie). Lesnaja prom-st'. 2. Quart. 1989. NK 88-22 (35).

[23] Kondraškova, G.; Leont'ev, V.; Šaporov, O.: Avtomatizacija technologičeskich processov proizvodstva bumagi (Automatisierung technologischer Prozesse der Papierindustrie). Lesnaja prom-st'. 3. Quart. 1989. NK 88-22 (63).

[24] Aleksandrova, A.; Ermakov, E.: Gibkie proizvodstvennye sistemy elektronnoj techniki (Flexible Produktionssysteme der Elektronikindustrie). Vysš. škola 2. Quart. 1989. NK 88-22 (457).

[25] Rabinovič, M.: Mnogokriterial'nye modeli i metody optimizacii v tekuščem planirovanii proizvodstva (Polyoptimierungsmodelle und Optimierungsmethoden in der Produktionsplanung). Izd-vo Leningr. un-ta. 3. Quart. 1988. NK 88-23 (63).

[26] Levitin, K.: Proščanie s ALGOLom (Abschied von ALGOL). Znanie. 1. Quart. 1989. NK 88-23 (70).

[27] Mirzoachmedov, F.; Michalevič, M.: Prikladnye aspekty stochastičeskogo programmirovanija (Angewandte Aspekte der stochastischen Optimierung). Maorif (TadžSSR). 4. Quart. 1988. NK 88-23 (71).

msr 8977

Impressum

messen · steuern · regeln

Herausgeber: Kammer der Technik, Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA)

Verlag: VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201, Berlin, DDR-1020, Telegrammadresse: Technikverlag Berlin; Telefon 2 87 00; Telex: 011 222 8 techn dd

Verlagsdirektor: Dipl.-Ing. Klaus Hieronimus

Redaktion: Dr.-Ing. Dietrich Werner, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2 87 03 62)
Dr.-Ing. Jürgen Wede, Redakteur (Telefon: 2 87 03 74)

Gestaltung: Veronika Becker

Lizenz-Nr.: 1112 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV): 15 936

Erscheinungsweise: monatlich 1 Heft

Heftpreis: 4,— M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,— M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebs BUCHEXPORT zu entnehmen.

Gesamtherstellung: VEB Druckerei „Thomas Müntzer", Bad Langensalza, 5820

Anzeigenannahme: Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201, Berlin, 1020. Anzeigenpreisliste Nr. 7; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, Hermann-Duncker-Str. 89, Berlin, DDR-1157

Bezugsmöglichkeiten:

DDR: sämtliche Postämter

SVR Albanien: Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propagandit te Librit Bruga Konference e Pezes, Tirana

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia

VR China: China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing

ČSSR: PNS — Ústřední Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Slezska 11, 12000 Praha 2; PNS, Ústredná Expedicia a Dovoz Tlaće, Posta 002 885 47 Bratislava

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarako Produzeče MLADOST, Ilica 30, Zagreb

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

Republik Kuba: Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana

VR Polen: C. K. P. i. W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa

SR Rumänien: D.E.P. Bucureşti, Piaţa Scienteii, Bucureşti

Ungarische VR: P.K.H.I., Külföldi Előfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest

UdSSR: Städtische Abteilungen von Sojuzpečat oder Postämter und Postkontore

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

BRD und Berlin (West): ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141—167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30

Österreich: Helios Literatur-Vertriebs-GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge

Schweiz: Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstraße 109, 8033 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, Postfach 160, Leipzig, DDR-7010 und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig, DDR-7010.

Abnahmebedingungen:

Die Redaktion veröffentlicht nur Originalbeiträge. Für Nachdrucke, Übersetzungen oder Vervielfältigungen jeglicher Art gilt der Rechtsvorbehalt. Die Redaktion behält sich Änderungsvorschläge bei der Beitragsbearbeitung vor. Die Beiträge müssen generell mit einer Veröffentlichungsfreigabe des Betriebes oder der Institution der Autoren versehen sein.
Bei der Anfertigung von Beiträgen sind unbedingt die Manuskripthinweise zu beachten. Diese sind dem Heft 1/1989, S. 45, zu entnehmen bzw. werden von der Redaktion auf Anfrage zugesandt. Die Einhaltung der Manuskripthinweise bildet die Voraussetzung für eine zügige und sachgerechte Beitragsbearbeitung.

4. Angebotsmesse Wissenschaftlicher Gerätebau

Vom 21. bis 23. 3. 1989 findet an der Karl-Marx-Universität Leipzig die 4. Angebotsmesse Wissenschaftlicher Gerätebau statt. Die Akademie der Wissenschaften der DDR (AdW), die Akademie der Landwirtschaftswissenschaften der DDR (AdL), das Ministerium für Hoch- und Fachschulwesen (MHF), das Amt für Standardisierung, Meßwesen und Warenprüfung sowie das Ministerium für Gesundheitswesen sind mit Exponaten vertreten. Ziel der Veranstaltung ist die Förderung der Nutzung und Nachnutzung der ausgestellten wissenschaftlich-technischen Leistungen.
Schwerpunkte der Ausstellung sind:

- Rechentechnik und Informationsverarbeitung
- Laborautomatisierung und -rationalisierung
- Meß- und Prüftechnik
- Werkstoffveredlung
- Biotechnologie
- Medizintechnik
- Umweltschutz
- Baugruppen und Geräte zur Effektivierung der gesellschaftlichen Arbeitsprozesse
- Software.

Außerdem sind zur 4. Angebotsmesse die Koordinierungsstellen von AdW, AdL und MHF wieder mit einem Informationsstand vertreten. Dort ist es möglich, Recherchen zu Leistungen des wissenschaftlichen Gerätebaus durchführen zu lassen und Informationen zu den Exponaten auch zurückliegender Angebotsmessen bzw. zum gesamten Nachweisfonds der Ergebnisse des wissenschaftlichen Gerätebaus einzuholen.
Die Angebotsmesse findet im Klubhaus „Kalinin" der Karl-Marx-Universität Leipzig, Neumarkt 21 bis 27, Leipzig, 7010, statt.
Öffnungszeiten:
Dienstag, 21. März 1989, 12.00—17.00 Uhr
Mittwoch, 22. März 1989, 8.00—16.00 Uhr
Donnerstag, 23. März 1989, 8.00—12.00 Uhr
Ein Katalog mit Kurzbeschreibungen der mehr als 100 Exponate ermöglicht eine zielgerichtete Vorbereitung des Ausstellungsbesuches. Der Katalog kann angefordert werden bei:
Koordinierungsstelle für den WGB des MHF
Ingenieurhochschule Mittweida
Platz der DSF 17
Mittweida
9250
Tel.: 58461/460

X. Fachtagung Mikroelektronik Dresden 1989

Am 18. April 1989 wird im Plenarsaal des Neuen Rathauses in Dresden die o. g. Fachtagung veranstaltet.
Ausgehend von neuesten Erkenntnissen, internationalen Trends und Standards referieren Wissenschaftler und Praktiker zu folgenden Themen:

- Speicherprogrammierbare Steuerungen — Rückblick, Stand und Trends
- Anwendungsspezifische Schaltkreise — eine Hauptlinie der Höchstintegration
- Stand und Perspektive des Einsatzes der Mikroelektronik in der biomedizinischen Technik
- Einsatzbeispiele kundenspezifischer Schaltkreise
- Erwartungen an mikroelektronische Steuerungen im Werkzeugmaschinenbau
- Lokale Rechnernetze im Industrieeinsatz
- Logistik als überprüfendes Konzept für volkswirtschaftliche Reproduktionsprozesse
- Farbgrafiksystem für CAD-Anwendungen
- Stand und Trends frequenzgesteuerter Elektroantriebe aus der Sicht der Mikroelektronik

Anfragen sind zu richten an:
Koll. Böhme
VEB Elektronikprojekt Dresden
Leningrader Straße 30
PSF 129/130
Dresden
8012
Tel.: 48690

III. Naučpribor RGW — '89

Vom 12. bis 20. September 1989 findet in Berlin in der Kongreßhalle am Alexanderplatz die III. Internationale Wissenschaftliche Konferenz mit Ausstellung „Wissenschaftlicher Gerätebau und Automatisierung wissenschaftlicher Forschungsarbeiten" Naučpribor RGW — '89 statt. Sie wird mit einer internationalen wissenschaftlichen Konferenz sowie Geräte- und Posterausstellungen vom 12. bis 15. September eingeleitet und durch eine öffentliche Geräteausstellung fortgeführt.
Die Naučpribor im Jahre 1989 steht in der Tradition ihrer Vorgängerveranstaltungen in Moskau 1978 und Plovdiv 1984. Sie dient der Vertiefung der Zusammenarbeit, insbesondere der Akademien der Wissenschaften der RGW-Länder, bei der Entwicklung moderner Forschungstechnik.
Das wissenschaftliche Profil der III. Naučpribor ist an der Geräte- und Meßtechnik für Schlüsseltechnologien mit den Schwerpunkten:

- Mikro- und Optoelektronik
- Biotechnologie
- Automatisierung wissenschaftlicher Forschungsarbeiten
- Informationstechnik
- Hochveredlung von Werkstoffen

orientiert.
Zielstellungen der Veranstaltungen sind:

- Demonstration der Zusammenarbeit auf allen strategisch wichtigen Gebieten bei der Entwicklung und Anwendung von Schlüsseltechnologien
- gegenseitige Information der RGW-Mitgliedsländer über ihre Leistungsfähigkeit
- Ableitung von Schlußfolgerungen für die Erarbeitung nationaler, bi- und multilateraler Arbeitspläne für den Fünfjahrplanzeitraum 1991 bis 1995
- gegenseitige Bereitstellung von Forschungstechnik unter dem Gesichtspunkt des Ausbaus des RGW-Außenhandels und des Akademieaustauschs sowie des Geräteaustauschs zwischen den Hochschulen.

Aufgabe der Veranstaltung ist es, die weitere Leistungsentwicklung auf dem Gebiet des wissenschaftlichen Gerätebaus und der Automatisierung wissenschaftlicher Forschungsarbeiten innerstaatlich und im RGW-Maßstab entscheidend voranzutreiben.
Die Teilnahme an der Naučpribor — '89 ist nur auf Einladung möglich.
Prof. Dr. sc. techn. J. Lämmel, Mitglied des Nationalen Organisationskomitees der III. Naučpribor und Leiter der Koordinierungsstelle für den Wissenschaftlichen Gerätebau des MHF
Ingenieurhochschule Mittweida
Platz der DSF 17
Mittweida
9250
Tel.: 58461

4. Tagung Elektronik-Technologie

Die Sektion Elektronik der Humboldt-Universität zu Berlin veranstaltet aus Anlaß ihres 20jährigen Bestehens in der Zeit vom 5. bis 8. November 1990 in Berlin die 4. Tagung Elektronik-Technologie.
In den Vortragsreihen

- Technologie mikro- und optoelektronischer Systemelemente
- Prozeßautomatisierung
- Optische Nachrichtentechnik
- Technische Informatik
- Informatik in der Ausbildung von Diplonlehrern für Polytechnik

werden wissenschaftliche Ergebnisse dargelegt und zur Diskussion gestellt.
Auskünfte erteilt Dr.-Ing. O. Hochmuth, Sekretär des Vorbereitungskomitees.
Anschrift:
Humboldt-Universität zu Berlin
Sektion Elektronik
Vorbereitungskomitee 4. TET
Invalidenstr. 110
Berlin
1040
Tel.: 2803594

ISSN 0026-0347, mess., steuern, regeln
Berlin 32 (1989) 2, S. 49—96